



**José Pedro Barbosa  
Moreira Dias Pinto**

**Optimização e Controlo de um Sistema de Análise  
do Aerossol Carbonoso**

**Optimization and Control of a System for Analysis  
of Carbon Aerosol**



**Universidade de Aveiro**  
2009

Departamento de Electrónica, Telecomunicações e  
Informática

**José Pedro Barbosa  
Moreira Dias Pinto**

**Optimização e Controlo de um Sistema de Análise  
do Aerossol Carbonoso**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações (Mestrado Integrado), realizada sob a orientação científica do Doutor António Ferreira Pereira de Melo, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

**o júri**

presidente

**Professor Doutor Alexandre Manuel Moutela Nunes da Mota**  
Professor Associado da Universidade de Aveiro

vogais

**Professor Doutor António Ferreira Pereira de Melo**  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

**Professor Doutor Pedro António Amado Assunção**  
Professor Coordenador do Instituto Politécnico de Leiria

## **agradecimentos**

Existem pessoas que nos marcam profundamente e que, queiramos ou não, ajudam a traçar o rumo da nossa vida. A todas as que me ajudaram traçar esta linha da minha vida, o meu grande, profundo e sincero obrigado.

Aos meus pais, pelo esforço da vida.

A toda a minha família e em especial aos meus sobrinhos que me conseguem por sempre sorridente.

Ao meu orientador Professor Doutor António Ferreira Pereira de Melo pelo seu voto de confiança no meu trabalho.

Aos colegas de laboratório do Departamento de Ambiente e Ordenamento, que partilharam comigo os longos meses das férias deste verão.

Aos colegas de curso por todo o companheirismo desenvolvido ao longo dos anos.

À minha namorada Mariana que me ensinou as coisas belas da vida, que não se aprendem nos livros.

**palavras-chave**

Sistemas de controlo, Labview, PID, Controlo de fase, Tiristor, Variável do processo, Variável de referência, Temperatura, Aquisição de dados, Agendamento de ganho, Carbono orgânico, Carbono negro, Oxidação

**resumo**

O objectivo desta tese é, o desenvolvimento de um algoritmo de controlo de temperatura, implementado em ambiente de software *Labview*, destinado a controlar o forno eléctrico inserido num equipamento de especiação de carbono. A aplicação desenvolvida tem também de integrar um programa anteriormente desenvolvido para o mesmo sistema, que inclui o controlo por software de um feixe de laser modulado e a medição da percentagem de CO<sub>2</sub>. Estas alterações são realizadas num equipamento existente no departamento de Ambiente e Ordenamento (DAO) da Universidade de Aveiro, por forma a criar uma plataforma única de controlo e monitorização de todo o processo de especiação de carbono.

**keywords**

Control Systems, Labview, PID, Phase Control, Thyristor, Process Variable, Setpoint Variable, Temperature, Data Aquisition, Gain Scheduling, Organic Carbon, Black Carbon, Oxidation

**abstract**

The purpose of this thesis is the development of a temperature control algorithm implemented using *Labview* software, intended to control an electric oven inserted on a carbon speciation equipment. The developed application must also integrate the previous program developed for the same system, that included the software control of a modulated laser beam and the measurement of CO<sub>2</sub> percentage. These changes are accomplished within one existing equipment at the Department of Environment (DAO) of University of Aveiro, in order to create a single platform to control and monitor the whole carbon speciation process.

## Índice

1 Introdução .....	3
1.1 Motivação .....	3
1.2 Estrutura da Dissertação .....	5
2 Noções de Teoria de Sistemas de Controlo .....	7
2.1 Introdução .....	7
2.2 Representação dos Modelos Matemáticos dos Sistemas .....	7
2.2.1 Funções de Transferência .....	8
2.2.2 Diagramas de Blocos .....	9
2.3 Controlo em Malha Aberta .....	9
2.4 Controlo em Malha fechada .....	10
2.5 Projecto de um Sistema de Controlo .....	12
2.6 Resposta no Tempo de Sistemas de Segunda Ordem .....	14
2.7 Compensação de Sistemas de Controlo .....	16
2.7.1 Vários Tipos de Controladores .....	19
2.7.1.1 Controladores ON-OFF .....	19
2.7.1.2 Controlador Proporcional – P .....	20
2.7.1.3 Controlador Proporcional Integrador – PI .....	22
2.7.1.4 Controlador Proporcional Derivativo – PD .....	23
2.7.1.5 Controlador Proporcional Integrador e Derivativo – PID .....	24
2.8 Sintonia de Compensadores PID .....	25
2.8.1 Regras de Ziegler-Nychols .....	25
2.8.1.1 Regras de Ziegler-Nychols – Primeiro Conjunto de Regras .....	25
2.8.1.2 Regras de Ziegler-Nychols – Segundo Conjunto de Regras .....	27
2.8.2 Regras de Chien, Hrones e Reswick .....	28
2.8.2.1 Regras de Chien, Hrones e Reswick – Primeiro Conjunto de Regras .....	28
2.8.2.2 Regras de Chien, Hrones e Reswick – Segundo Conjunto de Regras .....	28
3 Sistema Existente e Método Implementado .....	31
3.1 Descrição do Sistema .....	31
3.2 Instrumentação Virtual utilizando o Software <i>Labview</i> .....	34
3.2.1 Software <i>Labview</i> – Interfaces de Entrada e Saída .....	36
3.2.2 A <i>Toolbox</i> de Compensadores PID do Software <i>Labview</i> .....	37
3.2.2.1 O Bloco PID <i>Advanced</i> .....	39
3.3 Tiristores .....	39
3.3.1 Tiristores – Funcionamento .....	40
3.3.2 Triac .....	41
3.3.3 Reguladores AC – AC .....	42
3.4 Método Termo-Óptico .....	45
4 Desenvolvimento do Módulo de Controlo de Temperatura .....	49

4.1 Introdução .....	49
4.2 Linearização da Potência de Saída dos Tiristores .....	49
4.3 Construção da Aplicação de Controlo de Temperatura .....	58
4.4 Construção do Bloco de Integral <i>Anti-Windup</i> .....	60
4.5 Construção do Bloco de Linearização da Potência de Saída .....	61
4.6 Determinação das Constantes do Compensador PID .....	61
4.6.1 Determinação das Constantes – Primeira regra de Ziegler-Nychols .....	62
4.6.2 Determinação das Constantes – Regras de Chien, Hrones e Reswick .....	63
4.6.3 Determinação das Constantes – Sintonia manual .....	64
4.6.3.1 Determinação das Constantes – Sintonia manual – T=200°C .....	65
4.6.3.2 Determinação das Constantes – Sintonia manual – T=650°C .....	66
4.6.3.3 Determinação das Constantes – Sintonia manual – T=850°C .....	67
4.7 Resultados .....	68
5 Módulos de Controlo do Laser e Detector .....	71
5.1 Introdução .....	71
5.2 Laser .....	72
5.2.1 Laser – Modulação do Sinal .....	72
5.2.2 Laser – Potência Fornecida .....	73
5.3 Detector .....	73
5.3.1 Detector – Circuito de Polarização .....	74
5.4 Amplificador de <i>Lock-In</i> .....	75
5.5 Resultados .....	77
6 Aplicação Final .....	79
6.1 Painel Frontal .....	79
6.2 Diagrama de Blocos .....	81
7. Conclusões e Trabalho Futuro .....	83
Bibliografia .....	85
Anexos .....	89
Anexo 1 – Informação do fabricante relativa ao valor da resistência eléctrica do fio que constitui as resistências dos fornos .....	89
Anexo 2 – CD com o código desenvolvido em <i>Matlab</i> e com a aplicação de controlo desenvolvida em <i>Labview</i> .....	91
Anexo 3 – Ilustração da montagem prática realizada .....	93



## Índice de tabelas

Tabela 1 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a primeira regra de Ziegler-Nychols [1].....	27
Tabela 2 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a segunda regra de Ziegler-Nychols [1].....	27
Tabela 3 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a primeira regra de Chien, Hrones e Reswick [1] .....	28
Tabela 4 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a segunda regra de Chien, Hrones e Reswick [1] .....	29
Tabela 5 – Tempo ON em função da tensão de gate aplicada.....	55
Tabela 6 – Ângulo de condução, $\alpha$ , em função da tensão de gate aplicada .....	55
Tabela 7 – Parâmetros $K_p$ , $T_i$ e $T_d$ para 0% de sobre-elevação da 1ª regra de Chien, Hrones e Reswick [1] .	63
Tabela 8 – Parâmetros $K_p$ , $T_i$ e $T_d$ para 0% de sobre-elevação da 2ª regra de Chien, Hrones e Reswick [1]..	63
Tabela 9 – Efeito das modificações nos parâmetros de um compensador PID sobre a resposta do sistema [1] .....	64

## Índice de figuras

Figura 1-Controlador de portas de Hero [1].....	3
Figura 2-Sistema de controlo realimentado [1].....	4
Figura 3-Circuito RC [1].....	8
Figura 4-Diagrama de blocos de três sistemas em série [1] .....	9
Figura 5-Sistema de controlo não realimentado [1] .....	10
Figura 6-Sistema de controlo realimentado [1].....	10
Figura 7-Sistema de controlo realimentado com actuador [1] .....	12
Figura 8 – Diagrama de fluxo do projecto de um sistema de controlo [3] .....	13
Figura 9 – Sistema de segunda ordem com realimentação unitária [1].....	14
Figura 10 – Respostas no tempo possíveis de um sistema de segunda ordem [1].....	15
Figura 11 – Características da resposta subamortecida [9] .....	16
Figura 12 – Sistema realimentado com um compensador cascata ou série [1] .....	17
Figura 13 – Sistema realimentado com um compensador de realimentação ou paralelo [1] .....	18
Figura 14 – Sistema realimentado com um compensador de saída ou carga [1].....	18
Figura 15 – Sistema realimentado com um compensador de entrada [1].....	18
Figura 16 – Esquema descritivo de um sistema em malha fechada [4].....	19
Figura 17 – Sinal $u(t)$ para um controlador ON-OFF normal, com zona morta e com histerese respectivamente [4] .....	20
Figura 18 – Resposta de um controlador proporcional dentro e fora da banda de proporcionalidade [11].....	21
Figura 19 – Sistema realimentado com um controlador proporcional [1].....	22
Figura 20 – Acção proporcional e integral na compensação de um sistema realimentado [1].....	22
Figura 21 – Extrapolação do sinal de erro através da tangente á curva de erro [9].....	23
Figura 22 – Acção proporcional e derivativa na compensação de um sistema realimentado [1] .....	23
Figura 23 – Acção proporcional, integral e derivativa na compensação de um sistema realimentado [1].....	24
Figura 24 – Parâmetros a medir na curva em S [1].....	26
Figura 25 – Período crítico na resposta oscilatória de um sistema [1] .....	27
Figura 26 – Sistema físico existente para implementação do método termo-óptico [14].....	31
Figura 27 – Painel frontal do VI [13].....	35
Figura 28 – Diagrama de blocos do VI [13].....	35
Figura 29 – Sub-VI utilizado para interacção com a placa DAQ.....	36
Figura 30 – Exterior da placa DAQ NI-USB-6222 .....	37
Figura 31 – Detalhe da <i>toolbox</i> de compensação PID do <i>Labview</i> .....	37
Figura 32 – Detalhe do painel frontal do exemplo .....	38
Figura 33 – Sub-VI do compensador PID <i>Advanced</i> .....	39
Figura 34 – Característica I-V directa, de um tiristor [18] .....	39
Figura 35 – Símbolo electrónico e estrutura física de um tiristor [16].....	40

Figura 36 – Esquema de funcionamento de um tiristor, com recurso a transístores [16] .....	40
Figura 37 – Símbolo electrónico e estrutura física de um triac [16].....	41
Figura 38 – Controlo de fase com recurso a um triac [16] .....	42
Figura 39 – Tensão a.c. aplicada a uma carga em função do ângulo de disparo $\beta$ [26] .....	43
Figura 40 – Exemplo de análise obtida pelo método termo-óptico .....	47
Figura 41 – Conjunto formado pelos dois fornos e laser pulsado com <i>chopper</i> mecânico [14].....	47
Figura 42 – Gráfico do <i>Matlab</i> da potência de saída em função do ângulo de condução $\alpha$ .....	50
Figura 43 – Gráfico do <i>Matlab</i> com a recta de potência linear face á curva de potência não linear .....	51
Figura 44 – Detalhe da ferramenta <i>cftool</i> do <i>Matlab</i> .....	52
Figura 45 – Gráfico dos dados introduzidos no <i>cftool</i> do <i>Matlab</i> .....	52
Figura 46 – Esquema da montagem prática efectuada .....	53
Figura 47 – Imagem da montagem prática efectuada.....	54
Figura 48 – Detalhe da onda medida para $\alpha \approx 90^\circ$ .....	54
Figura 49 – Detalhe dos tempos Toff e Ton relativamente ao ângulo de disparo, $\beta$ .....	55
Figura 50 – Gráfico do <i>Matlab</i> do ângulo de condução em função da tensão de gate aplicada .....	56
Figura 51 – Gráfico do <i>Matlab</i> da recta encontrada através do <i>fitting</i> á recta azul .....	56
Figura 52 – Gráfico do <i>Matlab</i> da tensão de gate vs ângulo de condução .....	57
Figura 53 – Gráfico do <i>Matlab</i> da recta encontrada através do <i>fitting</i> á recta azul .....	57
Figura 54 – Detalhe da interface da aplicação <i>Measurement &amp; Automation Explorer</i> .....	58
Figura 55 – Detalhe do VI desenvolvido para o controlo de temperatura .....	59
Figura 56 – Detalhe do circuito utilizado como <i>buffer</i> de tensão .....	60
Figura 57 – Detalhe do diagrama de blocos desenvolvido para linearização da potência .....	61
Figura 58 – Detalhe da curva em S obtida para a primeira regra de Ziegler-Nychols.....	62
Figura 59 – Resposta para SP=200°C, com $K_p=1.2$ , $T_i=90s$ e $T_d=250s$ .....	65
Figura 60 – Resposta para SP=200°C, com $K_p=0.8$ , $T_i=58s$ e $T_d=250s$ .....	66
Figura 61 – Resposta para SP=650°C, com $K_p=2.5$ , $T_i=40s$ e $T_d=250s$ .....	66
Figura 62 – Resposta para SP=650°C, com $K_p=2.3$ $T_i=6s$ e $T_d=240s$ .....	67
Figura 63 – Resposta para SP=850°C, com variação dos parâmetros $K_p$ , $T_i$ e $T_d$ .....	67
Figura 64 – Resultado final obtido para o programa de temperaturas do método termo-óptico.....	68
Figura 65 – Disposição do conjunto laser-detector na actual montagem prática.....	71
Figura 66 – Conjunto Mecânico laser- <i>chopper</i> [14].....	72
Figura 67 – Conjunto de Sub-VIs utilizado para modular em amplitude o sinal do laser [22].....	72
Figura 68 – Potência fornecida pelo laser em função do modo de operação [24] .....	73
Figura 69 – Resposta espectral do fotodiodo de avalanche [23] .....	74
Figura 70 – Circuito de polarização utilizado para o fotodiodo de avalanche [22] .....	74
Figura 71 – Detalhe do Sub-VI “filtro iir” utilizado para substituição do amplificador de <i>lock-in</i> [14] .....	75
Figura 72 – Detalhe da resposta do filtro passa-banda [14].....	76
Figura 73 – Detalhe do código que invoca o Sub-VI “filtro iir” [14].....	76

Figura 74 – Resultados para a inclusão do módulo óptico sem amostra .....	77
Figura 75 – Resultados para a inclusão do módulo óptico com amostra.....	77
Figura 76 – Interferência da temperatura no sinal do detector .....	78
Figura 77 – Imagem do painel frontal da aplicação de controlo final .....	79
Figura 78 – Imagem do diagrama de blocos da aplicação de controlo final .....	81



## Acrónimos

PID	Proporcional, Integral, Derivativo
VI	Instrumento Virtual
DAQ	Aquisição de Dados
O <sub>2</sub>	Símbolo Químico do Oxigénio
N <sub>2</sub>	Símbolo Químico do Azoto
CO <sub>2</sub>	Símbolo Químico do Dióxido de Carbono
CN	Carbono Negro
CO	Carbono Orgânico
K <sub>p</sub>	Ganho Proporcional
T <sub>i</sub>	Tempo de Integração
T <sub>d</sub>	Tempo de Derivação



# Capítulo 1

## 1 Introdução

### 1.1 Motivação

Os sistemas de controlo são mais antigos do que a própria humanidade. Inúmeros sistemas de controlo, biológicos, surgiram á milhões de anos no nosso planeta, com o aparecimento dos primeiros seres com vida [5].

Os gregos, começaram a desenvolver os primeiros sistemas de controlo com *feedback*, desde o primeiro século D.C.. Estes eram predominantemente sistemas de controlo hidráulico. É exemplo disso, o controlador de portas de Hero, representado na figura abaixo [1].

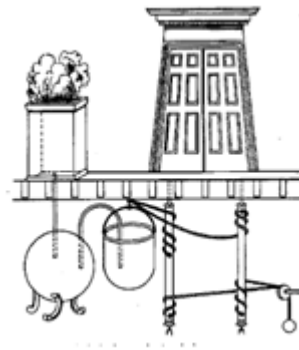


Figura 1-Controlador de portas de Hero [1]

Este sistema era geralmente utilizado em templos e locais de culto religioso. Pretendia atribuir ao poder dos deuses, a abertura das portas do templo, aquando da celebração de determinados rituais religiosos. As portas eram na realidade abertas, aquando da transferência de água de uma caldeira para outra, através do aquecimento (por um forno específico, presente no local do ritual) e posterior condensação desta. Todo o sistema de caldeiras e roldanas estava escondido dos fiéis que celebravam o ritual, de modo a que estes, não se apercebessem do sistema e ficassem assim convencidos do poder dos deuses.

De entre os vários sistemas, surgiu também a invenção do primeiro relógio a água, inventado por Ktesibios [5].

Mais tarde, cerca de 1681 D.C., surgiu a invenção de Denis Papin, uma válvula de controlo de pressão do vapor de uma caldeira. Também no século XVII, por meio de Cornelis Drebbel, um holandês, surge um sistema de controlo de temperatura, para chocar ovos [7].

Já no século XVIII, surge o regulador de velocidade inventado por James Watt [1]. Estes sistemas marcam o início da aplicação dos sistemas de controlo automáticos, isto é de sistemas autónomos que operam sem a intervenção do homem.

O controlo e a teoria de sistemas, tiveram no entanto um grande desenvolvimento com a revolução industrial, onde se desenvolveram máquinas automatizadas para a



produção industrial, com o fim de obter maior velocidade e maior eficiência, substituindo assim a mão de obra humana [7].

Os processos industriais e a necessidade do seu controlo cada vez mais rigoroso, deram assim início, à necessidade do desenvolvimento de sistemas de controlo cada vez mais complexos, rigorosos e próprios para cada aplicação [7].

Nestes sistemas de controlo, o elemento controlador é de natureza não humana, por exemplo, uma peça mecânica ou um dispositivo electrónico, ou cada vez mais, um micro controlador digital ou um computador que executa através de uma ferramenta de software, um dado algoritmo de controlo [1].



Figura 2-Sistema de controlo realimentado [1]

Os sistemas de controlo existentes nos equipamentos de especiação de carbono que implementam métodos termo-ópticos, são constituídos maioritariamente por controladores de temperatura electrónicos, cuja complexidade de operação os torna difíceis de utilizar, e por conjuntos laser-amplificador de *lock-in*, cuja calibração é também ela um processo de difícil execução e que pode levar a erros nas análises efectuadas.

A implementação dos algoritmos de controlo com o recurso a ferramentas de software, permite uma análise científica rigorosa de dados e através do recurso a hardware específico, a medida e criação de sinais electrónicos de forma a controlar o processo em causa, simplificando e facilitando a interacção com o utilizador. Os sinais electrónicos medidos são normalmente resultado de um sensor que mede a saída do sistema, sendo que, os sinais gerados (e aplicados directa ou indirectamente, ou seja directamente ou por meio de um actuador específico), são função dos sinais medidos e do algoritmo de controlo implementado. É assim, geralmente implementada, uma plataforma de interacção com o utilizador, que lhe permite não só monitorizar os dados recolhidos, mas também tomar decisões sobre certos aspectos do algoritmo de controlo.

Hoje é habitual, a utilização de uma ferramenta de software de gestão e controlo de sistemas designada por *Labview*. O *Labview* implementa uma linguagem de programação gráfica (muitas vezes designada linguagem G), que permite ao utilizador a programação não com recurso às tradicionais linhas de código (características da maior parte das linguagens de programação), mas sim com recurso a blocos funcionais já existentes nos vários módulos do software. Este tipo de programação gráfica, possui a vantagem de ser altamente produtiva em aplicações que envolvam sistemas de aquisição de dados, controlo e instrumentação.

## 1.2 Estrutura da Dissertação

O objectivo desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema de controlo de temperatura por software, a integrar num equipamento já existente no departamento de Ambiente e Ordenamento da Universidade de Aveiro. O equipamento tem como função, a libertação e detecção do carbono impregnado num filtro particulado, através de aquecimento, oxidação e posterior conversão em dióxido de carbono para detecção.

Na primeira parte do trabalho, pretende-se desenvolver uma aplicação que implemente um algoritmo de controlo de temperatura em ambiente de software *Labview*, por forma a substituir os controladores de temperatura, PID electrónicos, existentes no actual sistema.

Na segunda parte pretende-se integrar na aplicação desenvolvida para controlo da temperatura, um algoritmo de controlo de um laser pulsado já desenvolvido em *Labview* [14,22], com vista a substituir no equipamento existente todo o hardware correspondente ao conjunto formado por um *laser-chopper* e um amplificador de *lock-in*. Pretende-se que ambos os algoritmos sejam integrados numa única aplicação de controlo do processo. Isto permitirá ao utilizador um controlo total do processo de análise do carbono libertado e do programa de temperaturas, por computador, tornando assim o processo mais automatizado e prático para o utilizador.

Assim sendo, é apresentado no segundo capítulo, um resumo sobre noções básicas de teoria de sistemas de controlo, com vista a apresentar as principais técnicas de controlo e compensação e ainda os vários tipos de controladores utilizados.

No terceiro capítulo, é feita uma descrição de todo o equipamento existente, bem como do método de análise e especiação de carbono utilizado, com especial destaque para o método termo-óptico. Faz-se ainda, uma abordagem ao software *Labview*, dando especial atenção à *toolbox* de compensadores PID. É também apresentado um resumo sobre tiristores, por forma a compreender o seu funcionamento e também a efectuar o cálculo da sua potência de saída bem como a efectuar a linearização desta.

No quarto capítulo, apresenta-se o desenvolvimento da aplicação em *Labview*, que implementa o algoritmo de controlo de temperatura do sistema.

No quinto capítulo é apresentada a integração na aplicação desenvolvida para o controlo de temperatura, da aplicação de controlo do laser já desenvolvida anteriormente [14,22], com vista a constituir a aplicação final.

## Capítulo 2

### 2 Noções de Teoria de Sistemas de Controlo

#### 2.1 Introdução

A teoria dos sistemas de controlo procura estabelecer, de um modo, qualitativo as bases fundamentais que regem o funcionamento dos sistemas de controlo fornecendo um conjunto de ferramentas que lhe permitem o projecto e análise destes. Isto permite que os algoritmos de controlo sejam eficazes e eficientes. Em suma pode entender-se que um sistema de controlo é um sistema em que se manipulam as entradas deste com o intuito de atingir o efeito desejado [1].

Em termos de estudo raramente a análise, ou a síntese, de um sistema de controlo se encontram confinadas a uma única área do conhecimento humano. Normalmente revestem características multidisciplinares. No caso das engenharias, os sistemas de controlo possuem natureza física e baseiam a sua operação em fenómenos de transferência, conversão e dissipação de energia (eléctrica, magnética, química, mecânica, hidráulica e térmica). A teoria dos sistemas de controlo procura, no caso de sistemas físicos, descrever a interacção causa – efeito através de operações matemáticas aplicadas a modelos matemáticos que descrevem os fenómenos físicos correspondentes à conversão entre os diferentes tipos de energia envolvida no sistema.

#### 2.2 Representação dos Modelos Matemáticos dos Sistemas

O processo de modelação matemática de um sistema envolve a obtenção das equações que descrevem o comportamento individual de cada um dos elementos do sistema e da equação correspondente à interligação entre estes elementos. As equações obtidas pertencem normalmente a uma das duas categorias seguintes:

- a) Equações entrada – saída, que apenas relacionam o sinal de entrada com o de saída, considerando o sistema como uma caixa negra de cujo interior nada se conhece;
- b) Equações que para além de relacionarem a entrada com a saída, descrevem também o comportamento interno do sistema.

Quando as equações que constituem o modelo do sistema são do tipo entrada – saída e são lineares de coeficientes constantes, logo solúveis pelo método das transformadas de Laplace, Fourier ou Z, é usual utilizar-se o método clássico de representação designado por funções de transferência.

No caso de existir mais do que uma entrada e uma saída haverá necessidade de se recorrer à teoria das matrizes e introduzir o conceito de matriz função de transferência [1].

### 2.2.1 Funções de Transferência

Define-se função de transferência de um sistema como a relação entre a transformada de Laplace da variável sinal de saída e a transformada de Laplace da variável sinal de entrada, considerando todas as condições iniciais que afectam a dinâmica do sistema nulas.

A fim de se explicitar a noção de função de transferência, considere-se o sistema constituído por um filtro eléctrico RC passa alto, forçado por um sinal de entrada  $v_i(t)$  que origina a saída  $v_o(t)$  (figura 3 abaixo) [1].

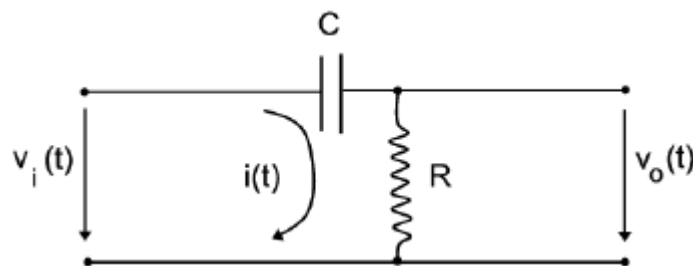


Figura 3-Circuito RC [1]

As equações que descrevem o funcionamento do circuito, para o caso de o condensador possuir a carga inicial  $q_0$ , são:

A equação de entrada:

$$v_i(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau + \frac{q_0}{C} + Ri(t) \quad (2.1)$$

A equação de saída:

$$v_o(t) = Ri(t) \quad (2.2)$$

Como se trata de um circuito linear de coeficientes constantes podem aplicar-se transformadas de Laplace. Assim transformando as equações anteriores, obtém-se:

$$V_i(s) = \frac{1}{C} \left[ \frac{I(s)}{s} + \frac{q_0}{s} \right] + RI(s) \quad (2.3)$$

Sabendo que

$$V_o(s) = RI(s) \quad (2.4)$$

Substituindo na equação anterior, tem-se que

$$V_o(s) = \frac{RCs}{RCs + 1} V_i(s) - \frac{q_0 R}{RCs + 1} \quad (2.5)$$

Como a definição de função de transferência relaciona directamente a transformada de Laplace do sinal de saída,  $V_o(s)$ , com a do sinal de entrada,  $V_i(s)$ , verifica-se que a análise anterior só conduzirá à função de transferência do circuito, se a segunda parcela não existir, isto é, se a condição inicial  $q_o$  for nula. Temos assim a função de transferência (é habitual utilizar o símbolo  $G(s)$  para a representar) dada pela expressão:

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{RCs}{RCs + 1} \quad (2.6)$$

As raízes do denominador da função de transferência, designam-se por pólos do sistema.

### 2.2.2 Diagramas de Blocos

Quando se lida com um sistema simples, a técnica da função de transferência é suficiente para o representar. Contudo, quando se torna necessário ligar um sistema a outro, a função de transferência do conjunto será uma combinação das funções individuais de cada sistema, que depende do modo como os sistemas são interligados. Embora seja possível manusear o sistema resultante, utilizando como representação a combinação das relações algébricas individuais, torna-se difícil relacionar as várias equações com os processos físicos que representam tornando-se preferível, mais conveniente e cómodo, recorrer à representação matemática e gráfica designada por diagrama de blocos.

A figura 4, constitui um exemplo de um diagrama de blocos, composto por três blocos em série ou cascata, aonde as suas funções de transferência são representadas por  $G_1$ ,  $G_2$  e  $G_3$  [1].



Figura 4-Diagrama de blocos de três sistemas em série [1]

### 2.3 Controlo em Malha Aberta

Designa-se por sistema de controlo em malha aberta ou não realimentado, um sistema cuja entrada (referência) não é afectada pela saída [1].

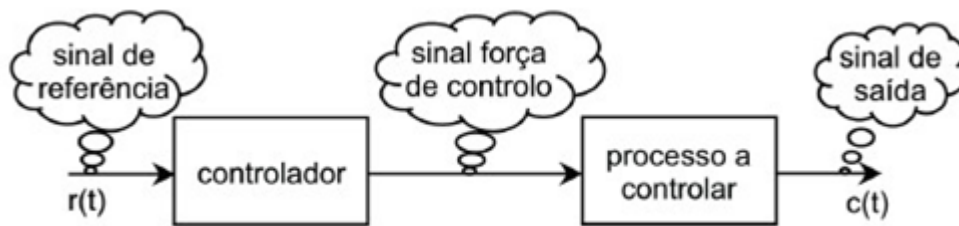


Figura 5-Sistema de controlo não realimentado [1]

O bloco que se designa por controlador (muitas vezes também designado por compensador) representa a parte do sistema de controlo que implementa o que se designa por estratégia de controlo. Isto é, o procedimento a aplicar ao sinal de entrada  $r(t)$  de modo a que este se transforme num sinal apropriado (força de controlo) tal que, ao excitar o processo a controlar, conduza o sinal de saída,  $c(t)$ , ao valor que se pretende. A resposta de um sistema em malha aberta, o sinal de saída, depende apenas do sinal de entrada e das características do sistema [1]. Como exemplo de um sistema em malha aberta, podemos considerar o caso do condutor que acelera o motor de um automóvel. Aqui se considerarmos que a saída do sistema é o número de rotações do motor, e que o condutor não associa o valor que se pode ler no conta rotações ao deslocamento que este provoca no pedal do acelerador, podemos então dizer que se trata de um sistema em malha aberta, uma vez que não existe qualquer feedback da saída do sistema (valor das rotações do motor do automóvel) para a entrada (deslocamento do acelerador). Portanto ao acelerar, o condutor fornece uma entrada ao sistema, sem que tenha qualquer conhecimento da saída (rotações) do motor [2].

## 2.4 Controlo em Malha fechada

Designa-se por sistema de controlo em malha fechada (ou “loop” fechado) ou realimentado, aquele sistema em que uma função do sinal de saída, ou este, é adicionada algebricamente ao sinal de referência [1].

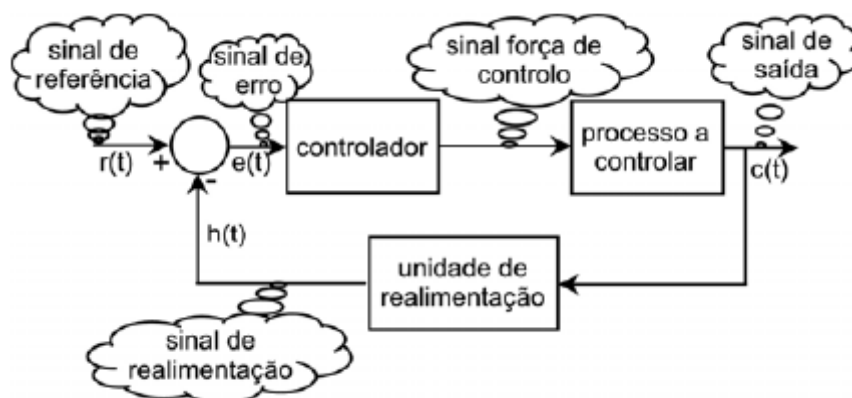


Figura 6-Sistema de controlo realimentado [1]

Para obter um controlo rigoroso, a variável de saída do sistema (variável a controlar), deve ser lida por forma a ser realimentada, afim de ser “comparada” com a entrada (ou referência do sistema). Esta comparação, é na maioria das vezes uma subtracção ao sinal de referência, de onde resulta o sinal de erro que será aplicado ao controlador. Este último por sua vez aplica ao processo a controlar um sinal adequado, resultante do algoritmo de controlo e do seu sinal de entrada (sinal de erro) [2].

Como exemplo de um sistema realimentado, podemos considerar o mesmo exemplo dado para o sistema em malha aberta, mas aonde agora o condutor sabe interpretar e associar o valor que lê no conta rotações, ao deslocamento que fornece ao acelerador. Este sistema pode assim considerar-se em malha fechada pois se o condutor pretender colocar o motor num dado valor de rotações, observa a saída (conta rotações) e proporciona um maior ou menor deslocamento do acelerador conforme o valor de aceleração esteja abaixo ou acima respectivamente do valor pretendido [2].

Na maior parte dos casos é necessário proceder à adaptação do sinal de saída para que este possa ser subtraído ao sinal de entrada, neste caso teremos de utilizar uma unidade de realimentação que transforme o sinal de saída num sinal que possa ser comparado com o sinal de entrada. Esta unidade de realimentação, é normalmente uma unidade do tipo transdutor visto que a natureza física do sinal de saída (por exemplo rotações por minuto de um veio mecânico) não coincide com a do sinal de referência (por exemplo uma tensão eléctrica) [1]. Os transdutores são assim unidades que transformam o sinal de um sistema físico para que possa ser aplicado a outro. Consoante envolvem ou não o elemento humano designam-se por:

**-sensores** – se o sistema que recebe o sinal de saída do transdutor não for humano. É caso dos termopares, fotocélulas, extensómetros, taquímetros.

**-indicadores** – se o destinatário for o operador humano. É o caso dos voltímetros, amperímetros, termómetros, indicadores de nível, etc.

No caso dos sinais de referência e de saída possuírem a mesma natureza física e o mesmo nível de amplitude, diz-se que o sistema possui realimentação unitária. Podemos concluir que, através da realimentação negativa, a precisão do sistema em relação ao valor desejado é fortemente melhorada relativamente à que se obtém com os sistemas não realimentados, pelo que é de utilizar, sempre que possível, sistemas de controlo realimentados.

## 2.5 Projecto de um Sistema de Controlo



Figura 7-Sistema de controlo realimentado com actuador [1]

Por forma a proceder ao projecto e implementação de um sistema de controlo, são requeridas algumas informações básicas essenciais [3].

**Conhecimento dos valores desejados:** É necessário saber o que se pretende controlar, com que precisão e quais as gamas de valores envolvidas. Isto deve ser expresso sob a forma de especificações do sistema. No sistema físico, estas informações devem sempre de alguma forma ser expressas ao controlador de forma a que este seja capaz de as interpretar e utilizar correctamente.

**Conhecimento da saída:** O valor da saída deve ser medido, na maioria das vezes por um sensor, designado por sensor de realimentação, de modo a que este valor possa também ele ser fornecido ao controlador para que seja interpretado pelo mesmo.

**Conhecimento do controlador:** O controlador tem de ser capaz de aceitar e interpretar correctamente o valor actual da saída e o valor pretendido para esta, por forma a gerar um sinal de controlo, que aplicado directamente ou por meio de um actuador ao sistema, seja capaz de produzir o efeito desejado na saída, isto é aproxima-la com a precisão desejada do sinal de referência.

**Conhecimento do actuador:** O actuador, é o elemento responsável por transformar o sinal de controlo, gerado pelo controlador, por forma a que este possa ser aplicado ao sistema de modo a produzir o efeito desejado, ou seja aproximar a saída do valor do sinal de referência.

**Conhecimento do sistema a controlar:** A maioria das estratégias de controlo, requerem algum conhecimento das características estáticas e dinâmicas do sistema a controlar. Estas,



podem ser obtidas a partir de medidas, ou a partir da aplicação de leis físicas, ou ainda através de uma combinação das duas.

Após ter todas estas informações, pode proceder-se a uma primeira tentativa de projecto do sistema. Isto pode ser feito seguindo os passos ilustrados no diagrama de fluxo abaixo.

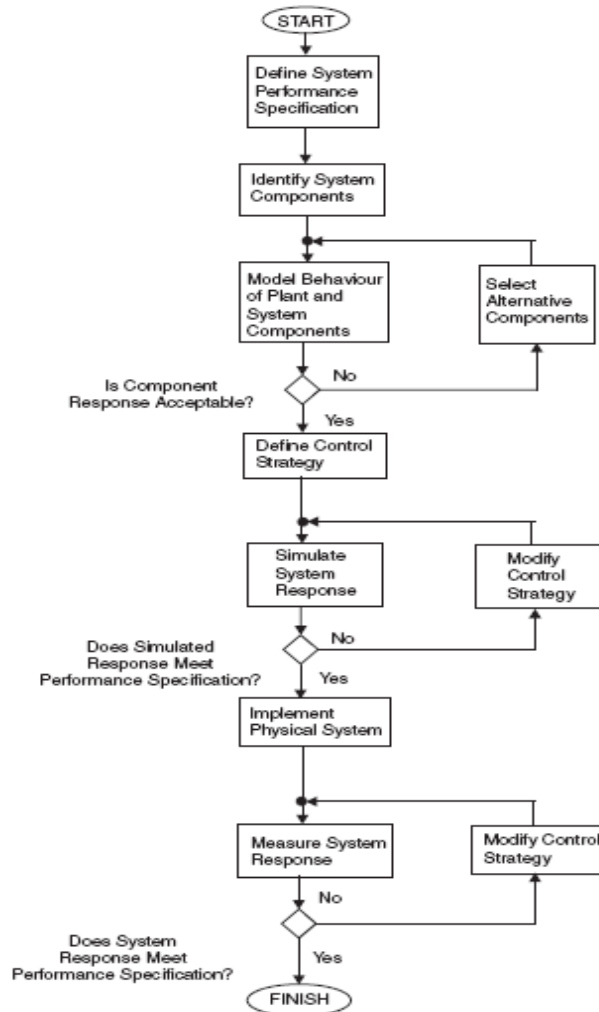


Figura 8 – Diagrama de fluxo do projecto de um sistema de controlo [3]

O primeiro problema a resolver, será desde logo, a incerteza no conhecimento do sistema. Em particular as características dinâmicas do sistema, podem ser variantes no tempo e portanto uma estratégia de controlo estático não deverá produzir os resultados desejados. Outro problema, será a contaminação das variáveis de controlo com ruído, o que será uma fonte de erros na saída do sistema.

Deve ainda levar-se em conta, que uns sensores poderão ser mais precisos do que outros, podendo alguns apresentar uma precisão insuficiente ao controlo do processo em causa.

## 2.6 Resposta no Tempo de Sistemas de Segunda Ordem

Muitos dos sistemas estudados, são sistemas de segunda ordem, ou seja, são sistemas que possuem uma função de transferência com dois pólos reais (simples ou duplos) ou complexos conjugados (podem ser imaginários puros), isto é do tipo:

$$G(s) = \frac{Q(s)}{R(s)} = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.7)$$

Um sistema deste tipo pode corresponder, por exemplo, ao sistema com realimentação unitária representado na figura abaixo, aonde K representa o ganho da função de transferência para a frente [1].

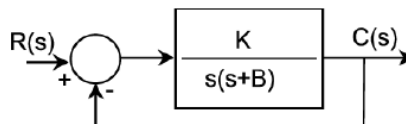


Figura 9 – Sistema de segunda ordem com realimentação unitária [1]

A função de transferência em malha fechada que lhe corresponde será:

$$G(s) = \frac{Q(s)}{R(s)} = \frac{K}{s^2 + Bs + K} \quad (2.8)$$

Pode provar-se, que esta equação também pode ser apresentada sob a forma

$$G(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (2.9)$$

Onde  $w_n = \sqrt{K}$  é designado por frequência natural não amortecida e  $\xi = \frac{B}{2\sqrt{K}}$  se designa por relação de amortecimento.

- Se  $0 < \xi < 1$  as raízes da equação característica (equação do denominador de  $G(s)$ ), serão complexas conjugadas situadas do lado esquerdo do plano  $s$ . Neste caso a componente

transitória da resposta é uma sinusóide amortecida exponencialmente. O que corresponde a um regime de funcionamento que se designa por subamortecido.

- Se  $\xi > 1$  as raízes estarão situadas do lado esquerdo do plano  $s$ . A componente transitória da resposta é agora uma soma de duas exponenciais amortecidas com expoentes diferentes. O correspondente funcionamento designa-se por regime sobreamortecido.

- Se  $\xi = 1$  o radical vem nulo e a equação característica possuirá duas raízes reais iguais situadas do lado esquerdo do plano  $s$ . A componente transitória da resposta é agora uma soma de duas exponenciais igualmente amortecidas, em que uma delas vem multiplicada pelo tempo. O correspondente funcionamento designa-se por regime crítico e a relação de amortecimento por amortecimento crítico.

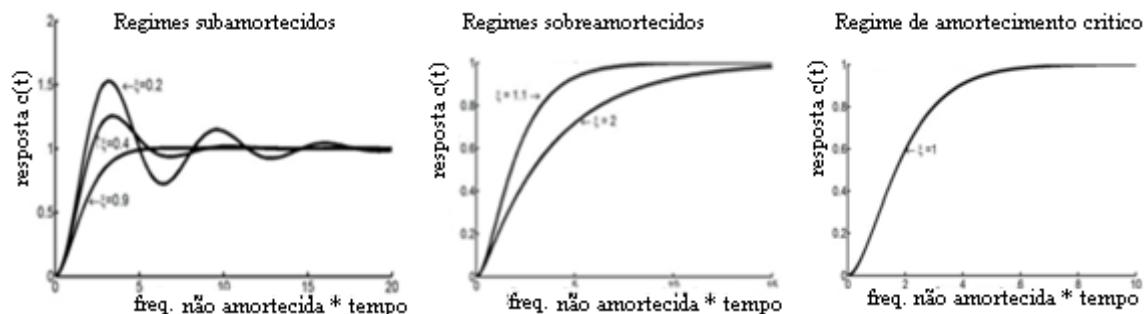


Figura 10 – Respostas no tempo possíveis de um sistema de segunda ordem [1]

No caso dos regimes subamortecidos, cada uma das curvas da resposta, passa por um valor de pico inicial que ocorre no primeiro instante não nulo, em que se verifica a equação  $\frac{dc(t)}{dt} = 0$ . Pode provar-se que o instante de pico é dado por:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \quad (2.10)$$

É também uma especificação comum para a resposta do sistema, a percentagem de sobrelevação, PO, que se define com sendo a percentagem de ultrapassagem que a resposta atinge no seu valor de pico, em relação ao valor da resposta em estado estacionário. Esta pode ser definida por:

$$PO = 100 e^{-\left(\frac{\pi \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}}\right)} \quad (2.11)$$

No caso de possuímos o valor da percentagem de sobrelevação, a respectiva relação de amortecimento pode facilmente calcular-se através da expressão:

$$\xi = \frac{\ln^2\left(\frac{PO}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{PO}{100}\right)}} \quad (2.12)$$

Podem ainda definir-se outros parâmetros, como por exemplo:

- Tempo de crescimento (“*rise time*”)  $t_r$  – intervalo de tempo, que a resposta ao degrau unitário demora para crescer entre 10% e 90% do seu valor final.
- Tempo de atraso (“*delay time*”)  $t_d$  – instante em que a resposta ao degrau unitário atinge 50% do seu valor em estado estacionário.
- Tempo de estabelecimento (“*settling time*”)  $t_{ss}$  – tempo necessário para que a resposta ao degrau unitário, entre, sem voltar a sair, numa determinada vizinhança relativamente ao valor da resposta em estado estacionário, previamente especificada, do valor final da resposta. Dois a cinco por cento é normalmente a margem especificada.
- Erro em regime estacionário (“*steady state error*”) – A definição de erro em regime estacionário, pode ser dada como sendo a diferença entre o valor da resposta em estado estacionário e o valor do sinal de referência pretendido. Para uma melhor compreensão pode observar-se a figura 11.

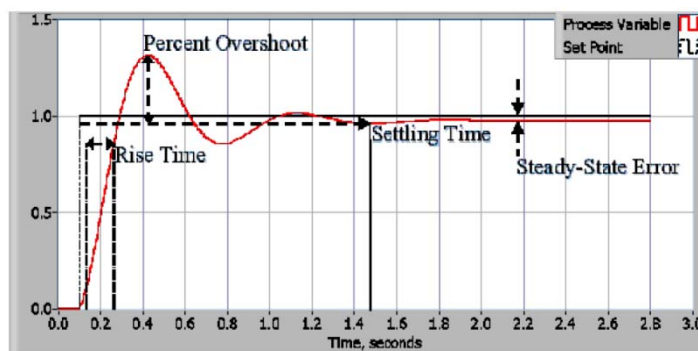


Figura 11 – Características da resposta subamortecida [9]

## 2.7 Compensação de Sistemas de Controlo

A criação de um sistema de controlo que, logo à partida, desempenhe a função para que foi projectado, sem ser necessário proceder a posteriores ajustes, é um acontecimento de ocorrência extremamente rara [1].

No caso de o sistema projectado não cumprir as especificações desejadas, e numa primeira tentativa de obter um sistema operacional, procuramos estabelecer um compromisso entre especificações, muitas delas conflituosas, através do ajuste dos parâmetros do sistema obtido, de modo a conseguir um desempenho aceitável. Verifica-se contudo que, muitas vezes não é possível através do ajuste dos parâmetros do sistema construído, atingir o objectivo pretendido. Torna-se necessário ir mais além e reconsiderar a estrutura do sistema, procedendo à alteração do seu projecto de modo a que se obtenha o desempenho desejado. Isto é torna-se necessário reexaminar e alterar o projecto inicial introduzindo novas componentes ou redesenhando as existentes. O conjunto de operações anteriores, ajuste dos parâmetros ou alteração da estrutura de um sistema de controlo de modo a garantir o seu desempenho de uma forma apropriada, designa-se por compensação do sistema. Caso a alteração dos parâmetros do sistema não conduzam a uma optimização do sistema é necessário introduzir um novo elemento no circuito de controlo que habitualmente se designa de compensador [1].

Uma vez obtida uma descrição matemática do sistema, por exemplo sob a forma de uma equação ou sistema de equações, será a partir da análise da solução desta equação, ou equações, que se irá concluir como é que o sistema se comporta e se, se torna ou não necessária, a introdução de uma unidade compensadora. Designa-se por compensador o componente ou algoritmo matemático que é necessário inserir no sistema para corrigir ou atenuar deficiências de desempenho. A adição de uma unidade compensadora resulta num aumento da complexidade do sistema e normalmente, também num aumento do seu custo. É assim importante decidir, antes da introdução do compensador no sistema real, da sua necessidade ou não e no caso de ser necessário, qual a sua complexidade [1].

As várias técnicas de compensação de um sistema, são muitas vezes distinguidas através do local aonde o bloco compensador (muitas vezes designado por controlador) é inserido. Assim temos:

- **Compensador em cascata ou série:** se o bloco de compensação for inserido no caminho para a frente.

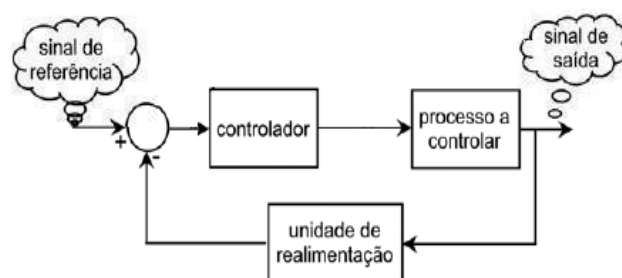


Figura 12 – Sistema realimentado com um compensador cascata ou série [1]

- **Compensador de realimentação ou paralelo:** se o bloco de compensação for inserido no caminho de realimentação.

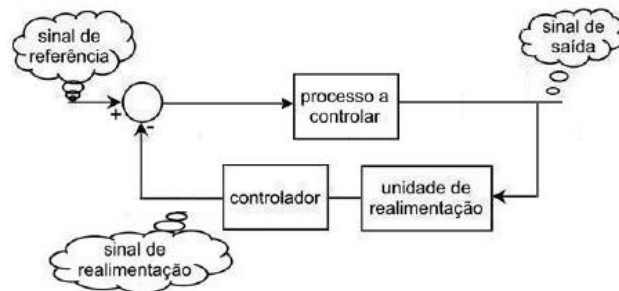


Figura 13 – Sistema realimentado com um compensador de realimentação ou paralelo [1]

- **Compensador de saída ou carga:** se o bloco de compensação for colocado na saída do sistema.

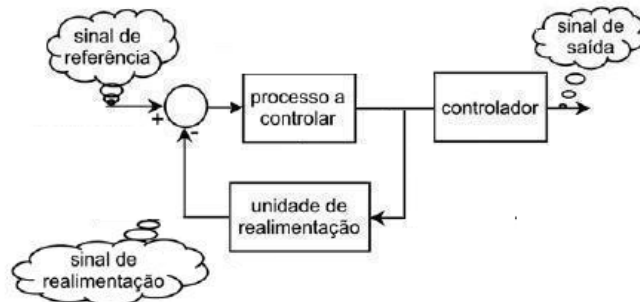


Figura 14 – Sistema realimentado com um compensador de saída ou carga [1]

- **Compensador de entrada:** se o bloco de compensação condicionar o sinal de entrada ou referência.

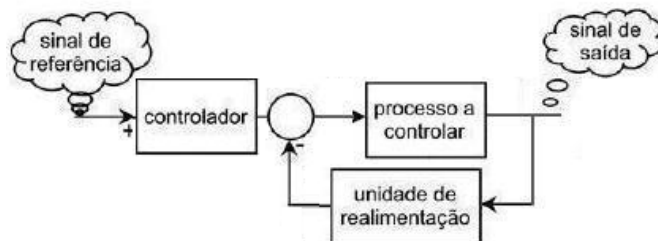


Figura 15 – Sistema realimentado com um compensador de entrada [1]

O compensador de saída ou carga muitas vezes não é fisicamente realizável. A escolha entre uma compensação série ou uma de realimentação depende de diversos factores como sejam: a natureza dos sinais no sistema, os níveis de potência nos diferentes pontos da malha, as componentes disponíveis, a experiência do projectista, considerações económicas e outras. Normalmente a compensação série é mais simples do que a de

realimentação, contudo, a compensação série requer frequentemente a inserção de amplificadores adicionais para aumentar o ganho ou efectuar desacoplamento entre o compensador e os restantes elementos do sistema [1].

Tendo em vista reduzir a dissipação de potência, o compensador série é habitualmente inserido no ponto de energia mais baixa do caminho para a frente. Verifica-se por outro lado que normalmente o número de componentes necessário para uma compensação por realimentação é menor que o necessário para uma compensação série uma vez que a transferência de energia se faz de um nível alto para um baixo poupando-se deste modo a introdução de amplificadores de sinal. Os compensadores de realimentação, são contudo normalmente mais caros pois têm que ser de boa qualidade tendo em vista assegurar que os seus parâmetros não se alteram pois qualquer variação afecta directamente a saída do sistema [1].

### 2.7.1 Vários Tipos de Controladores

O controlador PID é de longe o que implementa o algoritmo de controlo mais comum. A maioria dos sistemas em malha fechada, têm controladores do tipo PID, ou com pequenas variações á volta deste algoritmo. Muitos engenheiros de instrumentação e controlo utilizam todos os dias este tipo de controladores [4]. Existem contudo outros tipos de controladores, que são também utilizados na indústria, como sejam os ON-OFF, os proporcionais-P, os proporcionais integradores-PI e até os proporcionais derivativos-PD.

#### 2.7.1.1 Controladores ON-OFF

A forma como se realiza o feedback pode ser efectuada de várias maneiras. Um mecanismo simples para estabelecer um sistema em malha fechada é descrito na figura seguinte.

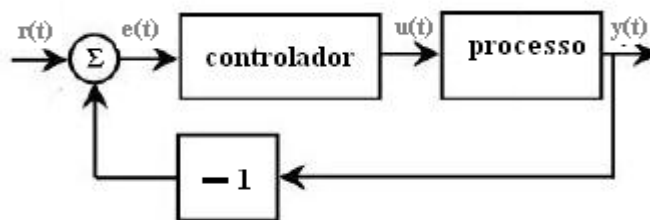


Figura 16 – Esquema descritivo de um sistema em malha fechada [4]

Este pode ser descrito matematicamente da seguinte forma:

$$u(t) = \begin{cases} u_{\max} & e(t) > 0 \\ u_{\min} & e(t) < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

Aonde o sinal de erro é dado por

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.14)$$

Uma lei de controlo deste tipo, implica que a acção de correcção utilizada, tenha sempre um de dois valores possíveis,  $u_{\max}$  ou  $u_{\min}$ . Isto pode ser visto pela figura 17-A [4].

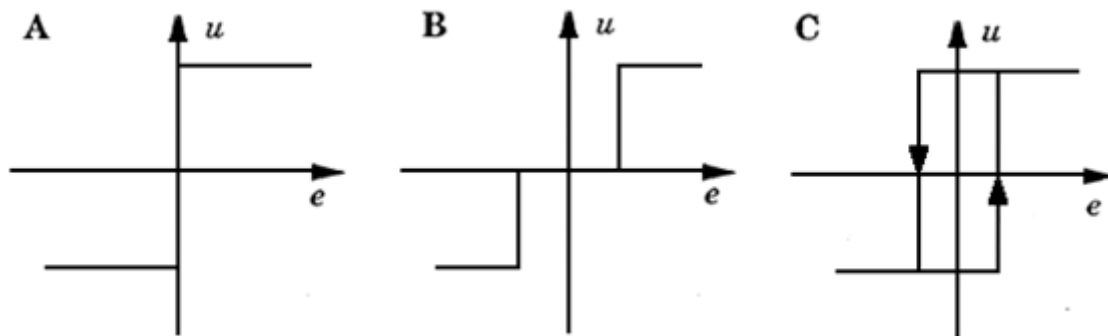


Figura 17 – Sinal  $u(t)$  para um controlador ON-OFF normal, com zona morta e com histerese respectivamente [4]

A variável de controlo,  $u(t)$ , toma o seu máximo valor quando o valor do sinal de erro é positivo e o seu menor valor quando este é negativo, daí a designação de controlador ON-OFF. Este tipo de controlador tem a desvantagem de não conseguir fazer um controlo preciso da variável a controlar, fazendo muitas vezes com que a saída do sistema, oscile em torno do valor desejado. Se modificar-mos a lei de controlo deste controlador, fazendo com que o limiar do valor do erro, não seja o zero, teremos comportamentos do tipo apresentados nas figuras B e C, designando-se estes como sendo controladores ON-OFF com zona morta e histerese, respectivamente.

### 2.7.1.2 Controlador Proporcional – P

A razão pela qual os controladores do tipo ON-OFF oscilam, deve-se ao facto de uma pequena mudança no sinal de erro, originar uma mudança não proporcional no sinal de controlo. Isto não acontece no controlador proporcional. Tal como o nome sugere, uma pequena mudança no sinal de erro aplicado a este tipo de controlador, dará dentro da banda de proporcionalidade, origem a uma mudança maior ou mais pequena, consoante a constante de proporcionalidade escolhida, no sinal de controlo. A figura seguinte ilustra o funcionamento de um controlador proporcional.



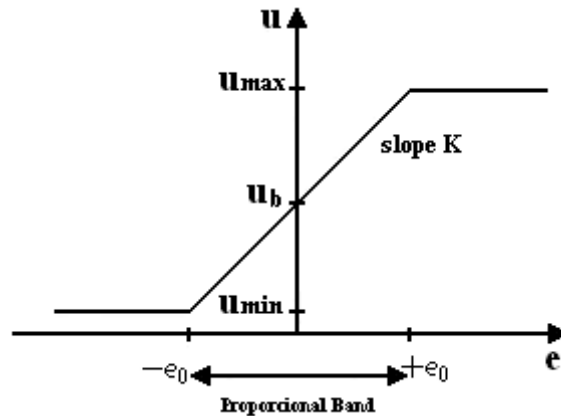


Figura 18 – Resposta de um controlador proporcional dentro e fora da banda de proporcionalidade [11]

Este controlador, é portanto caracterizado, por uma função não linear  $u = f_c(e)$ , tal como se pode verificar pela figura anterior. Para descrever a característica de um controlador não linear, temos que estabelecer os limites  $u_{max}$  e  $u_{min}$  da variável de controlo. A zona de linearidade, pode ser especificada, quer pelo declive da recta que a define (que nos diz qual o ganho proporcional do controlador), ou ainda especificando a banda de proporcionalidade, ou seja o intervalo de valores do sinal de erro para os quais a característica é linear [11]. De notar, que este intervalo de valores é geralmente centrado em torno do chamado “setpoint” (valor aplicado à entrada do sistema e pretendido para a variável de saída do sistema).

A banda proporcional e o ganho do controlador, estão normalmente relacionados pela seguinte relação abaixo.

$$u_{max} - u_{min} = KP_b \quad (2.15)$$

Supondo que

$$u_{max} - u_{min} = 100\% \quad (2.16)$$

Temos

$$K = \frac{100}{P_b} \quad (2.17)$$

Podemos assim dizer, que num controlador proporcional, a resposta no tempo é dada por

$$u(t) = \begin{cases} u_{max} & \rightarrow e(t) > +e_0 \\ u_b + ke(t) & \rightarrow -e_0 \leq e(t) \leq +e_0 \\ u_{min} & \rightarrow e(t) < -e_0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Podemos também concluir, que os controladores proporcionais actuam como controladores ON-OFF para sinais de erro fora da banda de proporcionalidade. Ou seja, apresentam saturação da saída para sinais fora da banda proporcional [11].

O esquema ilustrativo de um sistema realimentado com um controlador deste tipo é apresentado na figura 19.

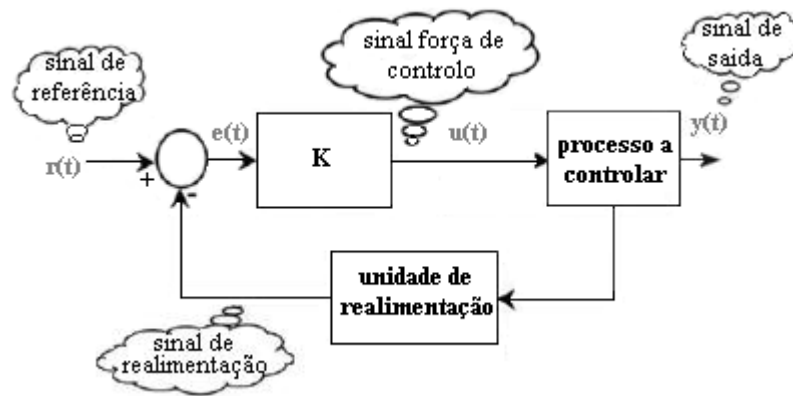


Figura 19 – Sistema realimentado com um controlador proporcional [1]

### 2.7.1.3 Controlador Proporcional Integrador – PI

Ao incluir na acção do compensador, um termo que é uma função do integral do sinal de erro, contribuir-se-á para a eliminação do erro em regime estacionário da resposta no tempo do sistema realimentado.

Um controlador com acção proporcional e integradora sobre o sinal de erro, incluído num sistema realimentado, é representado na figura 20.

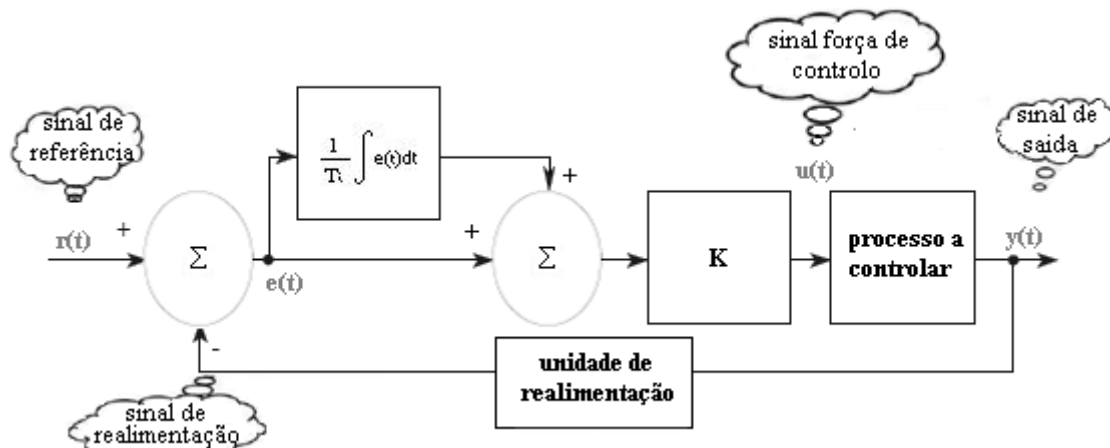


Figura 20 – Acção proporcional e integral na compensação de um sistema realimentado [1]

A resposta no tempo de um controlador deste tipo é dada pela expressão abaixo.

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (2.19)$$

#### 2.7.1.4 Controlador Proporcional Derivativo – PD

O propósito da acção derivativa, é melhorar a estabilidade em malha fechada do sistema. Devido à dinâmica do processo, irá levar algum tempo, até que uma mudança na variável de controlo, seja reflectida na saída do sistema. Ou seja, o sistema responderá tardiamente demorando a corrigir a saída. A acção de um controlador com acção proporcional e derivativa, pode ser interpretada, como se o controlo se tivesse agora tornado proporcional a uma saída previamente prevista do processo e aonde esta previsão surge através de uma extrapolação do erro, feita pela tangente à curva de erro. A ilustração é feita na figura abaixo [9].

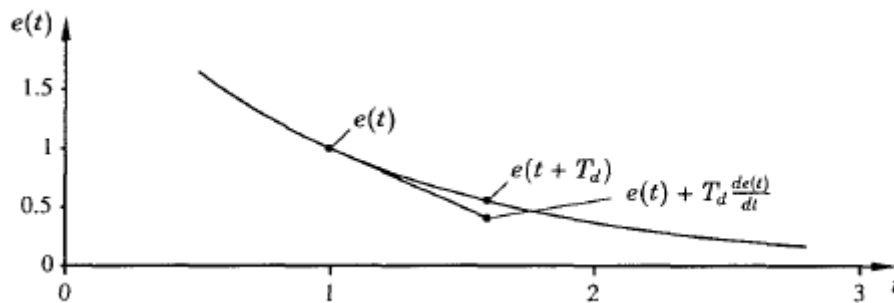


Figura 21 – Extrapolação do sinal de erro através da tangente á curva de erro [9]

A resposta no tempo de um controlador deste tipo é dada pela expressão abaixo.

$$u(t) = K \left( e(t) + T_d \frac{d e(t)}{dt} \right) \quad (2.20)$$

O esquema ilustrativo de um sistema realimentado com um controlador deste tipo é apresentado na figura abaixo.

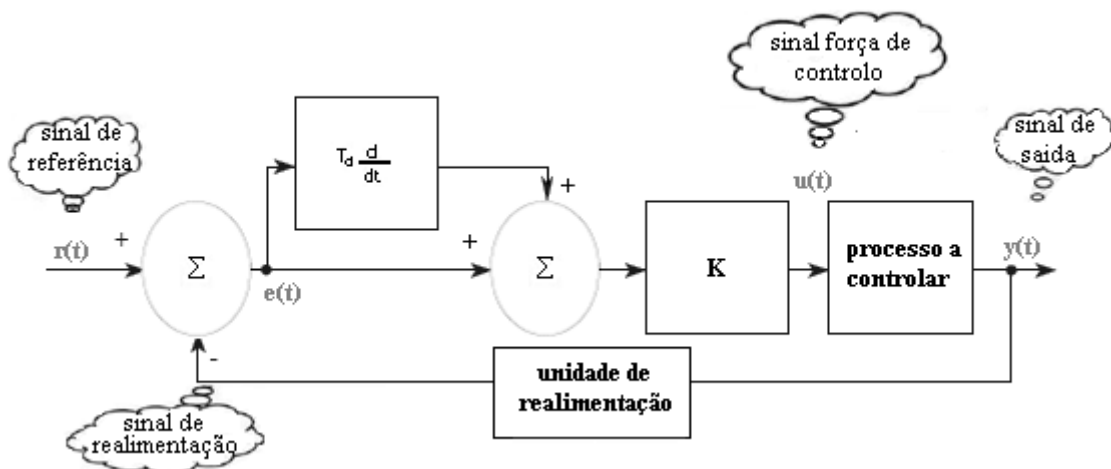


Figura 22 – Acção proporcional e derivativa na compensação de um sistema realimentado [1]

A operação de derivação no tempo fornece um sinal de saída do derivador proporcional ao declive do sinal que entra nesta unidade. Como os sinais que existem nos sistemas estão sempre contaminados por um sinal de ruído, gerado internamente ou externamente, e como este sinal é de banda larga, possuindo frequências mais elevadas do que as existentes nos sinais de controlo propriamente ditos corre-se o risco de o sinal de ruído, após a sua passagem pela unidade derivadora, vir a possuir amplitude mais elevada do que a dos sinais de controlo que o sistema processa. O derivador pode deste modo inviabilizar a operação de controlo por substituir os sinais de controlo por ruído. Devido a este facto a introdução de controladores derivativos deve ser feita com muita cautela e apenas em último recurso [1].

### 2.7.1.5 Controlador Proporcional Integrador e Derivativo – PID

O controlador Proporcional Integrador Derivativo, tem três termos. O termo proporcional, P, corresponde ao controlo proporcional. O termo integral, I, fornece uma acção de controlo que é proporcional ao integral do erro ao longo do tempo. Isto assegura que o erro em estado estacionário do sistema tende para zero. O termo derivativo, D, é proporcional ao tempo derivativo do sinal de erro. Este termo permite ter uma previsão de erros futuros. A resposta no tempo de um controlador deste tipo é dada pela expressão abaixo.

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.21)$$

Na figura seguinte podemos ver, a inclusão de um controlador deste tipo, num sistema em malha fechada [9].

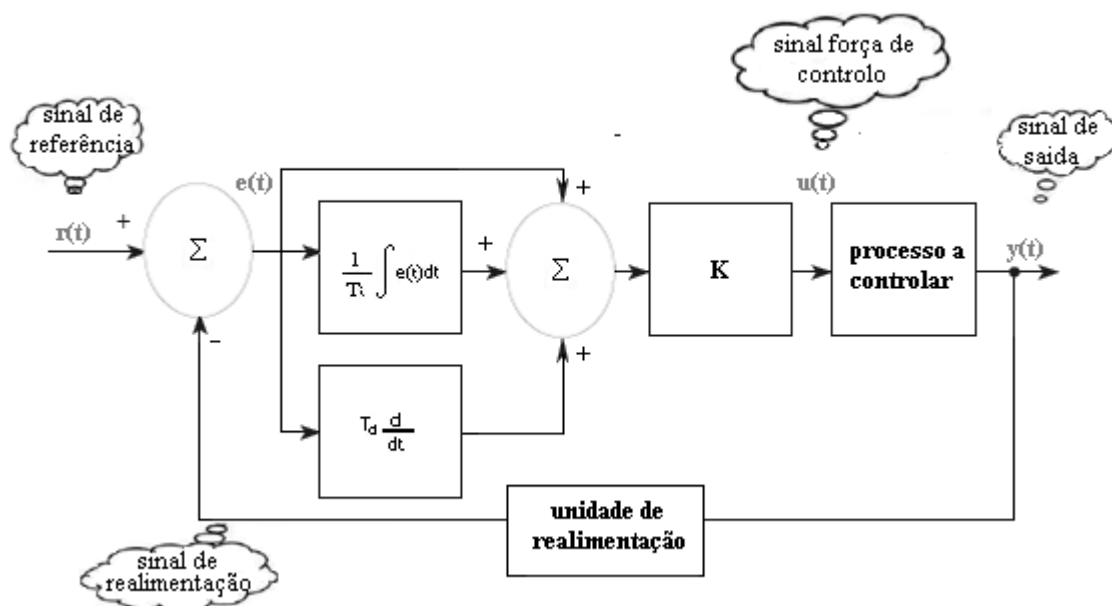


Figura 23 – Acção proporcional, integral e derivativa na compensação de um sistema realimentado [1]

O sinal de controlo,  $u(t)$ , depende do ganho do controlador,  $K_p$ , do valor instantâneo do sinal de erro e do integral e da derivada desse mesmo erro afectados pelos respectivos factores,  $\frac{1}{T_i}$  e  $T_d$ . Ao parâmetro  $T_i$ , dá-se o nome de tempo de integração e ao parâmetro  $T_d$ , dá-se o nome de tempo de diferenciação ou tempo derivativo.

## 2.8 Sintonia de Compensadores PID

O modo de ajuste dos parâmetros de um compensador PID (“*tuning*” do PID) tendo em vista conseguir que o sistema compensado cumpra determinadas especificações, expressas em termos da resposta em regime estacionário e em regime transitório ou em termos de resposta na frequência, não é uma tarefa simples. Se bem que hoje em dia a tarefa esteja grandemente simplificada, se recorrermos ao seu ajuste utilizando programas de computador que permitem simular os sistemas. No passado foi contudo necessário recorrer a um conjunto de regras empíricas baseadas em resultados experimentais [1].

### 2.8.1 Regras de Ziegler-Nichols

Em 1942 Ziegler e Nichols propuseram dois conjuntos de regras que permitem determinar experimentalmente os valores do ganho proporcional,  $K_p$ , tempo integral,  $T_i$  e tempo derivativo,  $T_d$ , de um compensador PID assim como, no caso do primeiro conjunto de regras, o modelo matemático aproximado do sistema a compensar.

As regras de Ziegler-Nichols foram derivadas de um modo empírico a partir das respostas obtidas em ensaios experimentais de diferentes equipamentos industriais. Estas regras permitem aos engenheiros de controlo, obter a partir do ensaio experimental dos equipamentos a compensar, os parâmetros a aplicar nos compensadores PID de modo a obter a compensação do sistema [1].

Existem dois métodos designados por regras de Ziegler-Nichols. Um deles trabalha sobre informação prática obtida no domínio dos tempos, através de uma resposta ao degrau em malha aberta, e o outro baseia-se também em informação prática mas obtida no domínio da frequência. Ambos visam ajustar o compensador para o sistema compensado responder ao degrau com uma percentagem de sobrelevação máxima de 25% [1].

#### 2.8.1.1 Regras de Ziegler-Nichols – Primeiro Conjunto de Regras

Aplicam-se a sistemas cuja resposta ao degrau não possua sobrelevação, ou seja quando a sua resposta no tempo ao degrau unitário, apresentar a forma de um S distorcido.

No caso de o sistema a compensar ser de segunda ordem, o que corresponderá ao caso de sistemas a funcionar em regime sobreamortecido ou com amortecimento crítico

isto é sistemas possuindo uma relação de amortecimento  $\xi \geq 1$ . Deve-se então obter a resposta ao degrau unitário do sistema a compensar, sem ter ainda ligado em série o compensador PID nem fechado a malha com realimentação unitária. Se a resposta ao degrau, não apresentar a forma de uma curva em forma de S, este método não é aplicável [1].

A resposta obtida no domínio dos tempos, deve assim apresentar a forma da figura abaixo.

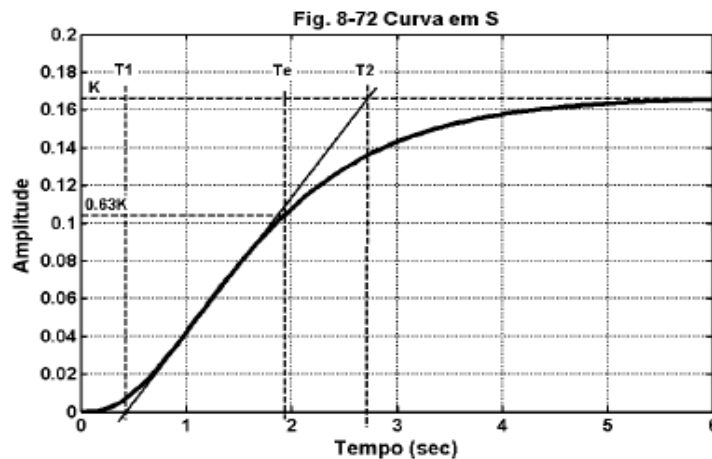


Figura 24 – Parâmetros a medir na curva em S [1]

Uma vez obtida esta curva devem medir-se através dela, os seguintes parâmetros:

**-K** – amplitude da resposta ao degrau em regime estacionário, isto é o ganho estático ou constante de erro de posição. Este pode determinar-se, graficamente sob pena de obter algum grau de incerteza no seu valor.

**-Instante  $L=T1$**  – obtém-se desenhando a tangente à curva no seu ponto de inflexão (ponto de declive máximo) e determinando a intersecção desta tangente com o eixo dos tempos que passa pela amplitude zero.

**-Instante  $T_e$**  – que corresponde ao intervalo de tempo que medeia entre o instante de aplicação do degrau (que consideramos zero) e o instante em que a curva da resposta atinge o valor  $0.6321 \cdot K$  isto é 63.21% do seu valor final K.

Uma vez determinados os parâmetros acima, determina-se o parâmetro  $T_a = T_e - T_1$  e recorrendo à tabela abaixo, podem calcular-se os parâmetros do compensador PID [1].

Tipo de Compensador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
<b>P</b>	$\frac{T_a}{L}$	$\infty$	<b>0</b>
<b>PI</b>	$\frac{0.9T_a}{L}$	<b>3L</b>	<b>0</b>
<b>PID</b>	$\frac{1.2T_a}{L}$	<b>2L</b>	<b>0.5L</b>

Tabela 1 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a primeira regra de Ziegler-Nychols [1]

### 2.8.1.2 Regras de Ziegler-Nychols – Segundo Conjunto de Regras

Este segundo método parte de um ensaio prático utilizando realimentação unitária e um compensador proporcional em série com o sistema a compensar. O ensaio consiste em variar o ganho do controlador até a um valor denominado por ganho crítico (na figura indicado por  $K_{cr}$ ), ao qual corresponde uma saída alternada sinusoidal de amplitude constante. Quando isto acontece, deve registar-se o valor de  $K_{cr}$  e também do período das oscilações, geralmente designado por período crítico (na figura abaixo indicado por  $P_{cr}$ ) [1].

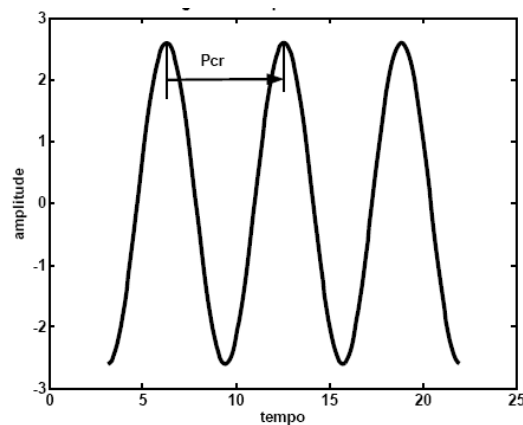


Figura 25 – Período crítico na resposta oscilatória de um sistema [1]

A sintonia dos compensadores PID pode ser obtida recorrendo à tabela seguinte.

Tipo de Compensador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
<b>P</b>	$0.5 K_{cr}$	$\infty$	<b>0</b>
<b>PI</b>	$0.45 K_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1.2}$	<b>0</b>
<b>PID</b>	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

Tabela 2 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a segunda regra de Ziegler-Nychols [1]

No caso de não se conseguir obter através do ajuste do ganho  $K_p$  um regime oscilatório o método não é aplicável [1].

## 2.8.2 Regras de Chien, Hrones e Reswick

Uma década depois do aparecimento das regras de Ziegler-Nichols surgiram, por proposição de Chien, Hrones e Reswick, duas propostas de alteração destas regras. Uma delas tem como objectivo reduzir o efeito dos sinais de ruído sobre o sistema compensado e a outra melhorar a resposta ao degrau.

À semelhança da primeira regra de Ziegler-Nichols as novas regras partem dos mesmos parâmetros medidos sobre a curva em S correspondente à resposta ao degrau [1].

### 2.8.2.1 Regras de Chien, Hrones e Reswick – Primeiro Conjunto de Regras

A proposta de valores para os parâmetros,  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  do compensador que visa reduzir o efeito das perturbações é especificada na tabela abaixo [1].

Sobre – elevação	0%			20%		
Compensador	$K_p$	$T_i$	$T_d$	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0.3T_a}{LK}$	$\infty$	0	$\frac{0.7T_a}{LK}$	$\infty$	0
PI	$\frac{0.6T_a}{LK}$	4L	0	$\frac{0.7T_a}{LK}$	2.3L	0
PID	$\frac{0.95T_a}{LK}$	2.4L	0.42L	$\frac{1.2T_a}{LK}$	2L	0.42L

Tabela 3 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a primeira regra de Chien, Hrones e Reswick [1]

É de notar que, contrariamente ao que sucedia com a primeira tabela de Ziegler-Nichols onde o valor da constante de erro de posição  $K$ , não intervinha na definição dos parâmetros do controlador, as tabelas agora propostas tomam em consideração este valor [1].

### 2.8.2.2 Regras de Chien, Hrones e Reswick – Segundo Conjunto de Regras

A proposta de valores para os parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  do compensador que visa melhorar a resposta ao degrau, é apresentada na tabela abaixo [1].



Sobre - elevação	0%			20%		
Compensador	$K_p$	$T_i$	$T_d$	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0.3T_a}{LK}$	$\infty$	0	$\frac{0.7T_a}{LK}$	$\infty$	0
PI	$\frac{0.35T_a}{LK}$	$1.2T_a$	0	$\frac{0.6T_a}{LK}$	$T_a$	0
PID	$\frac{0.6T_a}{LK}$	$T_a$	$0.5L$	$\frac{0.95T_a}{LK}$	$1.4T_a$	$0.47L$

Tabela 4 – Valores de sintonia, para as constantes de um compensador P,PI ou PID para a segunda regra de Chien, Hrones e Reswick [1]

## Capítulo 3

### 3 Sistema Existente e Método Implementado

#### 3.1 Descrição do Sistema

Na figura seguinte encontra-se o esquema geral do sistema de medição de carbono particulado existente.

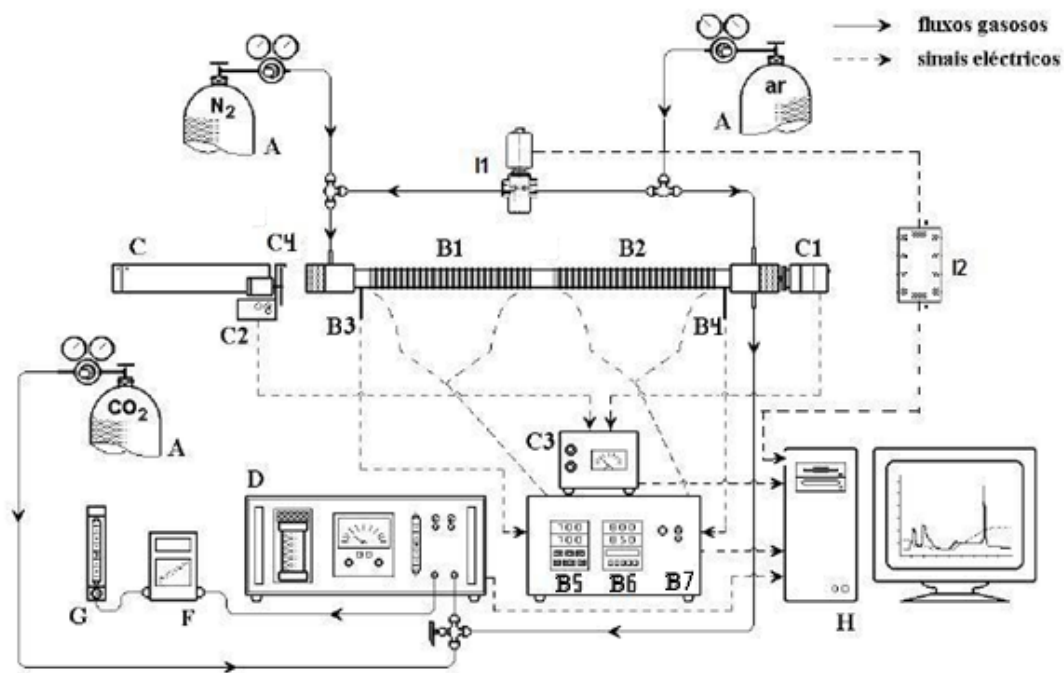


Figura 26 – Sistema físico existente para implementação do método termo-óptico [14]

Legenda:

- |   |   |
|---|---|
| A – Garrafa de azoto                          | D – Medidor de CO <sub>2</sub>  |
| B1 – Resistência Forno 1                      | F – Medidor de fluxo mássico  |
| B2 – Resistência Forno 2                      | G – Rotâmetro   |
| B3 – Termopar tipo K-forno 1                  | H – Computador com placa de aquisição de dados  |
| B4 – Termopar tipo K-forno 2                  | I1 – Válvula  |
| B5 – FP21 (programador PID forno1)            | I2 – Circuito impresso com relé que serve de interruptor para abrir a electro-válvula |
| B6 – SR24 (programador PID forno2)            |   |
| B7 – Caixa com tiristores de potência e PID's |   |
| C – Laser de He-Ne                            |   |
| C1 – Detector fotoelétrico                    |   |
| C2 – Motor dc e Acoplador óptico              |   |
| C3 – Amplificador <i>lock-in</i>              |   |
| C4 – <i>Chopper</i> mecânico                  |   |

Pode-se, para uma simplificação da análise do sistema, dividi-lo, em quatro módulos:

- Módulo de aquecimento e controlo de temperatura
- Módulo que mede a transmitância óptica do filtro
- Módulo que mede o dióxido de carbono correspondente ao carbono libertado
- Módulo que permite accionar a abertura da electro-válvula de injeção de ar

O primeiro módulo compreende dois fornos independentes e é responsável pelo aquecimento dos mesmos. Este é constituído, pelos programadores PID electrónicos, pelos tiristores de potência e pelos termopares tipo K de cada forno. O aquecimento do forno 1 é efectuado por uma resistência, construída com um fio de liga metálica de Ferro-Crómio-Alumínio, enrolado em torno de um tubo de quartzo. O controlo de potência desta resistência, é feito através do programador PID FP21 (B5 na figura 26), o tiristor de potência PAC15P e o termopar tipo K respectivo (B3 na figura 26). O FP21 permite a programação de diferentes perfis de aquecimento. O perfil de aquecimento que tem vindo a ser utilizado, consiste no aquecimento do forno a diferentes temperaturas, compreendidas entre a temperatura ambiente e 850°C e será descrito em pormenor mais á frente neste capítulo. O forno 2 é mantido a uma temperatura constante de 650°C, durante todo o processo de variações de temperatura do forno 1, através do PID SR24 (B6 na figura 26), de uma resistência idêntica à do forno 1, do tiristor de potência respectivo (também um PAC15P) e do termopar tipo k respectivo (B4 na figura 26).

O módulo que mede a transmitância óptica do filtro é formado por um laser de He-Ne, um *chopper* mecânico, um detector fotoeléctrico, um amplificador *lock-in* e um taquímetro óptico. Este módulo tem como função a distinção entre a quantificação de carbono orgânico e carbono negro nas análises efectuadas. Dele, fazem parte o *chopper* mecânico (C4 na figura 26), que gira a uma frequência de 1khz, modulando em amplitude o sinal do laser que incide no filtro e no extremo oposto o detector fotoeléctrico, que se encontra alinhado com o laser e com o filtro, que converte o sinal modulado num sinal eléctrico também de 1khz. O conjunto é também dotado de um taquímetro óptico que origina um sinal de referência de 1Khz que actua no amplificador de *lock-in* juntamente com o sinal eléctrico de saída do detector fotoeléctrico por forma a gerar uma tensão dc, proporcional à componente alternada do sinal de saída do detector fotoeléctrico. Isto permite a rejeição de ruído adicional captado no detector, provocado por fontes de luz externas indesejáveis.

O módulo que mede a quantidade de carbono libertado na forma de CO<sub>2</sub> [20], é formado pelo analisador de dióxido de carbono (D na figura 26), e pelo medidor de caudal mássico (I na figura 26). Ambos estão ligados à saída do forno 2 e originam uma tensão dc proporcional ao dióxido de carbono e caudal medido respectivamente.

Finalmente o módulo que permite abrir a electro-válvula do fluxo de  $O_2$  para o forno 1, é formado por esta e por um circuito impresso que possui um relé que será activado por uma saída digital da placa de aquisição de dados, sempre que pretendido.

Todos os sinais eléctricos gerados pelos diferentes equipamentos são medidos em tempo real com recurso à placa de aquisição de dados, DAQ (*Data Aquisition*), que serve de interface entre o programa de controlo criado em ambiente *Labview* e o sistema físico. Esta placa permite ainda, por meio do programa criado, gerar os sinais físicos (tensões e correntes) necessários ao controlo do processo.

Para melhor compreender toda a montagem prática efectuada, pode observar-se a imagem de grandes dimensões em anexo (anexo3). Nesta imagem, é ilustrada a montagem final, aonde se encontram presentes os conjuntos laser pulsado electronicamente e o foto-detector, que pretendem substituir os conjuntos formados pelo laser pulsado mecanicamente (*laser-chopper*) e amplificador de *lockin*-fotodetector respectivamente (ilustrados no esquema da figura 26).

De notar que nesta imagem do sistema actual (anexo 3), o feixe emitido pelo laser atravessa o forno numa direcção perpendicular a este, enquanto que na anterior montagem (ilustrada no esquema da figura 26) este atravessava o forno pelo seu interior e numa direcção paralela a este, como se verá mais à frente.

### 3.2 Instrumentação Virtual utilizando o Software *Labview*

O programa *Labview* (“*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*”) foi desenvolvido pela *National Instruments* e utiliza uma linguagem de programação vulgarmente designada, linguagem G. Esta linguagem em vez de utilizar linhas de código, usa uma linguagem de programação gráfica, ou seja, o programa é feito na forma de um diagrama de blocos [15].

O *Labview* usa uma estrutura de programação orientada pelo fluxo de dados e hierárquica, isto é, o fluxo de dados é que controla a execução, e deste modo, torna simples a implementação de sistemas complexos que englobem aquisição e manipulação de dados, ou ainda, o controlo de equipamentos através do computador. Além disso, o *Labview* possui várias livrarias de funções para aplicações específicas (aquisição de dados, análise estatística, processamento digital de sinais, geração de sinais, etc.) [15].

Qualquer programa feito em *Labview* é chamado de instrumento virtual ou VI (“*Virtual Instrument*”), já que sua aparência e operação se assemelham às de instrumentos reais. Um instrumento virtual (VI), assim como um programa usual, é composto por um conjunto de instruções (que fazem a manipulação e fluxo dos dados), e por uma interface com o utilizador, na qual se encontram as entradas e saídas necessárias. Um VI, é assim constituído por duas partes, a parte de interacção com o utilizador e a de programação ou interacção com o programador. Estas designam-se usualmente por: painel frontal e diagrama de blocos (ou de fluxo de dados) respectivamente [13]. O painel frontal permite ao utilizador inserir os dados de controlo do programa e visualizar os resultados. Este pode ser construído com recurso a controladores, indicadores e gráficos que são os terminais de entrada e saída do VI. Na figura abaixo é mostrado um exemplo de um painel frontal e do seu diagrama de blocos [13].

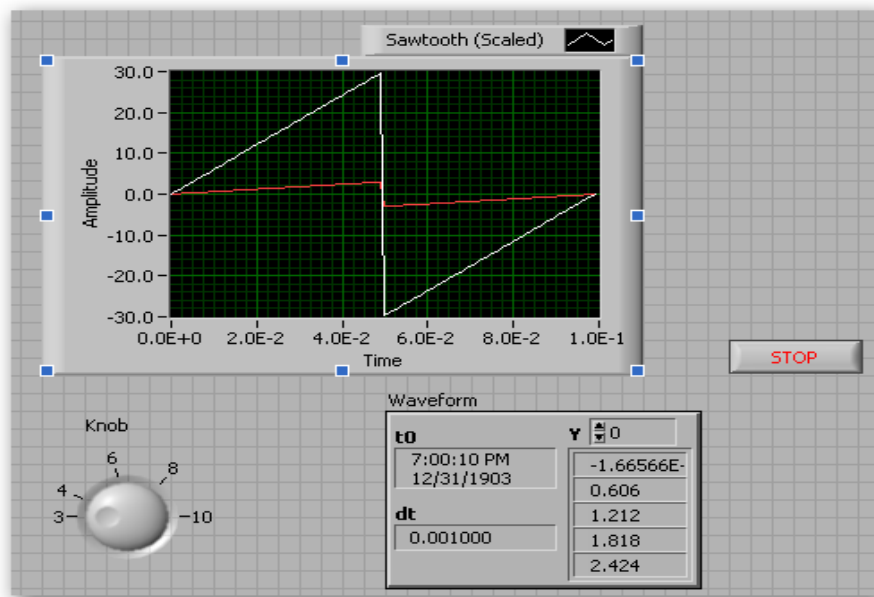


Figura 27 – Paine  frontal do VI [13]

Como se pode observar, este VI gera uma onda em dente de serra, com possibilidade do controlo da amplitude da onda, através do botão (“*knob*”) disposto no canto inferior esquerdo.

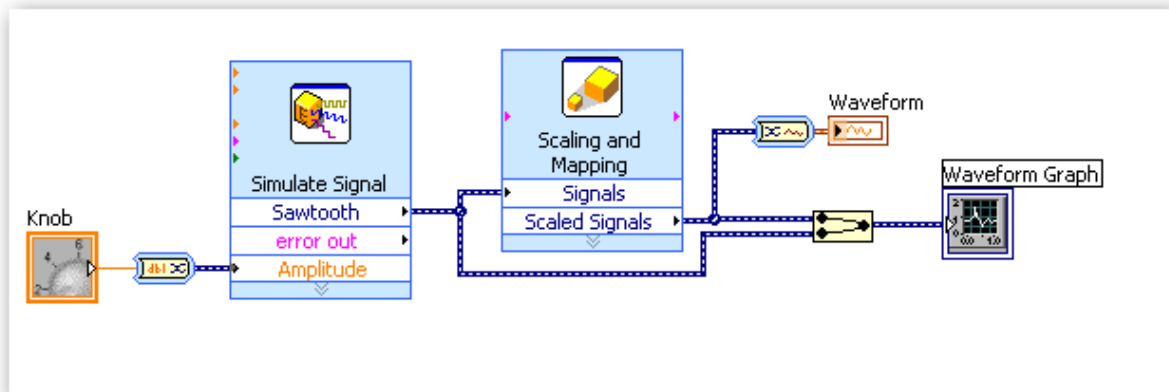


Figura 28 – Diagrama de blocos do VI [13]

Neste diagrama de blocos, o botão (“*knob*” na figura acima), fornece ao Sub-VI “*Simulate Signal*”, a amplitude que deverá ser atribuída à onda em forma de dente de serra gerada. De seguida, o sinal da onda em dente de serra sofre uma bifurcação. Na primeira saída da bifurcação, este d  entrada num outro Sub-VI designado por “*Scaling and Mapping*”, que   responsável por proceder à mudança de escala do sinal que recebe, ou seja, para uma onda em dente de serra cuja a amplitude será maior do que a que recebe. O

sinal resultante desse aumento de amplitude e o segundo sinal, são “unidos” no mesmo fluxo de dados através do Sub-VI “*Merge Signals*”. Por fim estes dois sinais, são mostrados no mesmo gráfico com recurso ao Sub-VI com função de indicador, designado por “*Waveform Chart*”. É ainda mostrada ao utilizador, uma tabela apenas com o sinal resultante do escalonamento efectuado, tal como ilustra o painel frontal do VI desenvolvido.

### 3.2.1 Software *Labview* – Interfaces de Entrada e Saída

O *software Labview* permite a comunicação e aquisição de dados com o exterior, através de RS232, PCI e mais recentemente via USB. O *Labview* já possui os *drivers* dos barramentos referidos para comunicar com muitos instrumentos existentes. Para tal, basta utilizar as livrarias de instrumentos virtuais existentes de forma a controlar o instrumento para o fim desejado [13].

Ao utilizar uma placa de aquisição, de dados, DAQ, também da *National Instruments*, conseguem-se construir aplicações poderosas uma vez que estas para além terem entradas e saídas digitais, possuem também entradas e saídas analógicas. O *Labview* também já possui muitos *drivers* para comunicar com estas entradas e saídas das placas de aquisição de dados. O acesso a uma destas livrarias pode por exemplo ser feito através do Sub-VI “*DAQ Assistant Express*”, ilustrado na figura abaixo. Com esta ferramenta cria-se facilmente um canal virtual aonde se pode definir o tipo de leitura a que o canal se destina, ou seja tensão, corrente, temperatura entre outras [13].



Figura 29 – Sub-VI utilizado para interacção com a placa DAQ

A placa de aquisição de dados utilizada foi uma NI-USB-6222. Esta placa possui 16 entradas analógicas com uma ADC de 16bits, taxa de amostragem 250KS/s (possibilita a aquisição de 250000 amostras por segundo). Esta possui ainda 2 saídas analógicas com uma taxa de 740KS/s e ainda 24 entradas/saídas digitais e 2 *timers* [13].



Figura 30 – Exterior da placa DAQ NI-USB-6222

### 3.2.2 A Toolbox de Compensadores PID do Software Labview

A *toolbox* de controlo PID do *Labview*, pode ser utilizada com um conjunto diverso de *hardware* da *National Instruments*, por forma a desenvolver aplicações de controlo específicas, com vista a satisfazer as necessidades do utilizador. O *hardware*, deve permitir *Input/Output* de dados, quer via analógica, quer via digital. Tal como já vimos na descrição do equipamento, o hardware utilizado para este efeito foi uma placa de aquisição de dados, DAQ [10]. Através da combinação entre a *toolbox* de compensadores PID do *Labview* e combinando-a com outras funções adicionais, como por exemplo com lógica adicional, podem ser desenvolvidas aplicações de controlo automático para os mais diversos fins de forma rápida. Num dado tempo de amostragem, o compensador PID, deverá ser capaz de gerar uma saída que actuará sobre o processo, directa ou indirectamente, através da soma das acções proporcional, integral e derivativa sobre o sinal de erro [10].

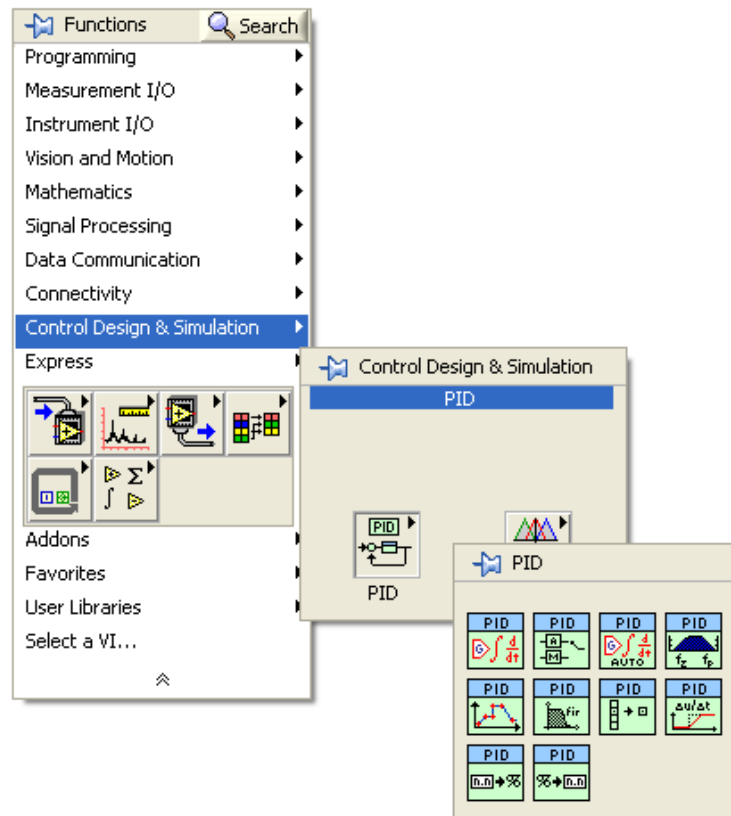


Figura 31 – Detalhe da toolbox de compensação PID do Labview

Os Sub-VI's presentes nesta *toolbox*, podem assim ser utilizados por forma a desenvolver aplicações de controlo, baseadas nos seguintes tópicos [6].

- Algoritmos de controlo do tipo Proporcional (P), Proporcional-Integral (PI), Proporcional-Derivativo (PD) ou Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

- Agendamento de Ganho do Compensador (“*Gain Scheduling*”)
- Agendamento da variável de referência (“*Setpoint Scheduling*”)
- Controlo com realimentação para a frente (“*Feedforward*”)

A instalação desta *toolbox*, permite ainda o acesso a exemplos que a integram, com vista a exemplificar várias situações, aonde o controlo com recurso a estes algoritmos de controlo (P, PI, PD e PID) pode ser utilizado [6].

Apresenta-se na figura abaixo, um exemplo presente nesta *toolbox*, que pretende ilustrar o agendamento de ganho (“*Gain Scheduling*”), quer na subida da PV (“*Process Variable*”) para um dado SP (“*Setpoint*”), quer na descida desta para um SP diferente.

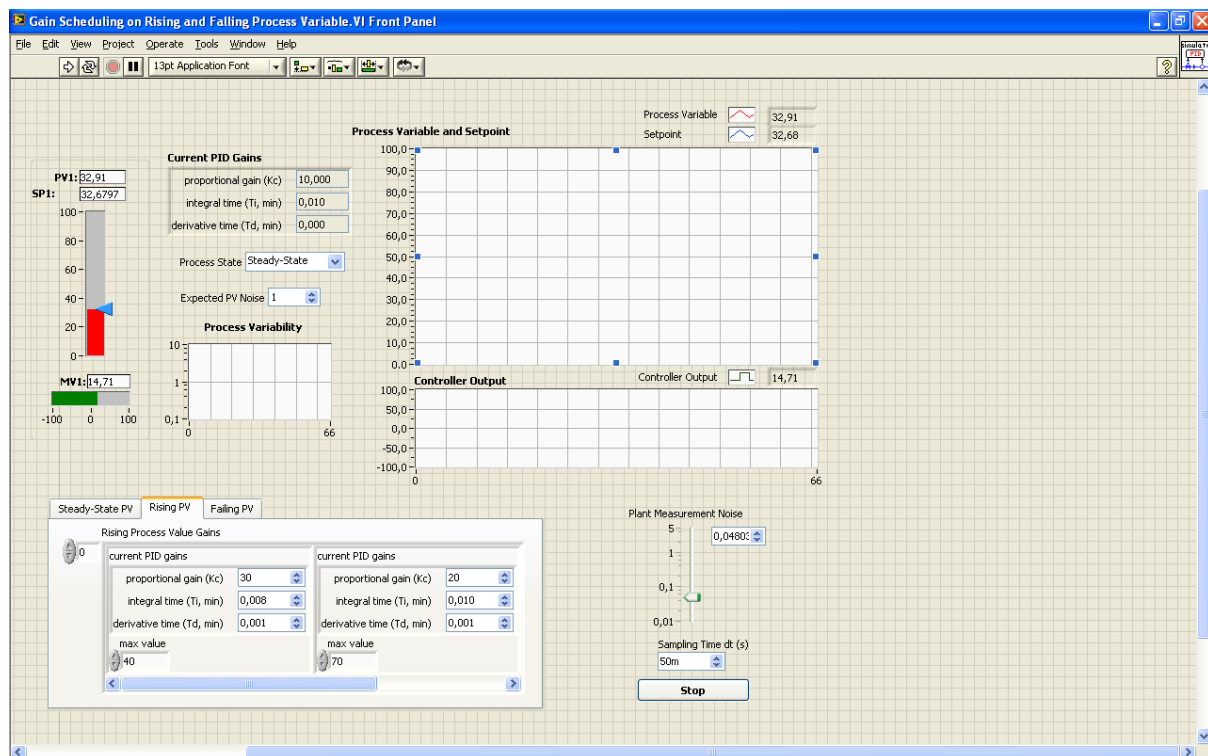
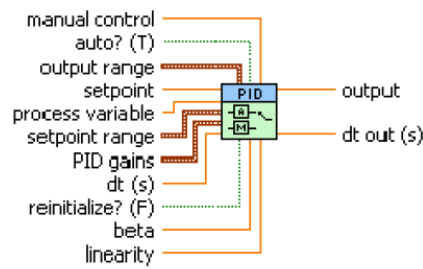


Figura 32 – Detalhe do painel frontal do exemplo



### 3.2.2.1 O Bloco PID Advanced

Na *toolbox* de compensadores PID, o bloco (ou Sub-VI) mais utilizado é o bloco *PID Advanced*. Este encontra-se representado na figura abaixo.



**PID Advanced.vi**

Figura 33 – Sub-VI do compensador PID Advanced

Este bloco permite, a implementação de um compensador PID, na forma de uma soma das acções, proporcional, integral e derivativa. Neste Sub-VI, os parâmetros  $T_i$  e  $T_d$ , de entrada do controlador estão em minutos [8]. Este bloco permite ainda a implementação de um mecanismo que visa impedir a propagação do erro da acção integral do compensador, designado por “Anti-Windup” [8]. Este Sub-VI, não apresenta nenhum tipo de filtragem do sinal correspondente à variável do processo (PV), o que implica cuidados nomeadamente no que respeita à acção derivativa do compensador [8].

## 3.3 Tiristores

O termo tiristor, é um nome genérico, que se dá a um interruptor, constituído por quatro camadas semicondutoras. Estas estão dispostas umas sobre as outras, pela ordem p-n-p-n. Os tiristores constituem uma grande família e pode ser útil considerar as suas camadas constituintes básicas, por forma a identificá-los [18]. Todos apresentam uma característica I-V, do tipo apresentado na figura abaixo.

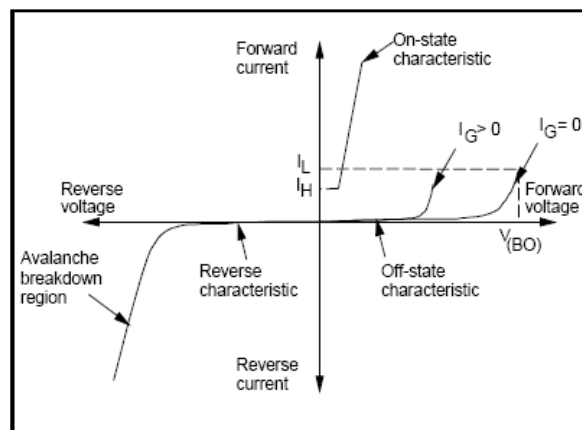


Figura 34 – Característica I-V directa, de um tiristor [18]

Outra possível maneira de os identificar   através da sua característica inversa, existindo para esta três tipos diferentes possíveis, são eles, a característica inversa do tipo “*blocking*” (bloqueio), a característica inversa de condução (aonde existem grandes correntes inversas para baixas tensões inversas) e a característica do tipo espelho para tiristores do tipo bi-direccional [16]. De entre os vários tipos existentes, o tiristor com a estrutura física mais simples e comum, é o que apresenta a característica inversa de bloqueio. Este é na maioria das vezes designado por SCR, ou seja “*Silicon Controlled Rectifier*”. O seu símbolo electrónico e a sua estrutura física básica, são apresentadas na figura abaixo [16].

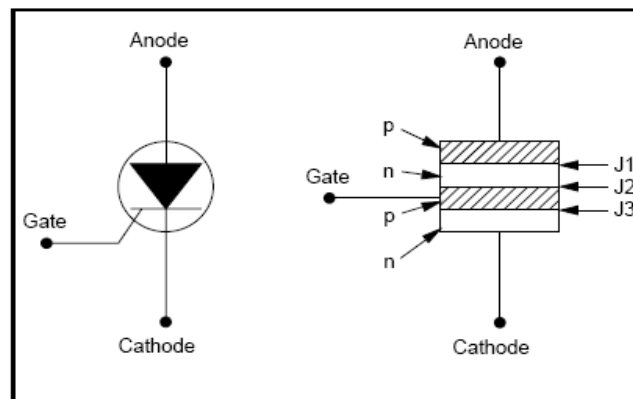


Figura 35 – Símbolo electrónico e estrutura física de um tiristor [16]

Todas as famílias do grupo dos tiristores apresentam geralmente um tempo de condução elevado o que os torna de difícil utilização a altas frequências. Os valores habituais para as tensões de bloqueio são bastante elevados, chegando alguns a ter tensões de bloqueio máximas da ordem dos 800V, enquanto que as correntes de bloqueio variam desde os 0.8 aos 25 A [17].

### 3.3.1 Tiristores – Funcionamento

A operação de um tiristor pode ser entendida com facilidade se tivermos em conta o modelo equivalente com dois transístores. Este é representado na figura abaixo.

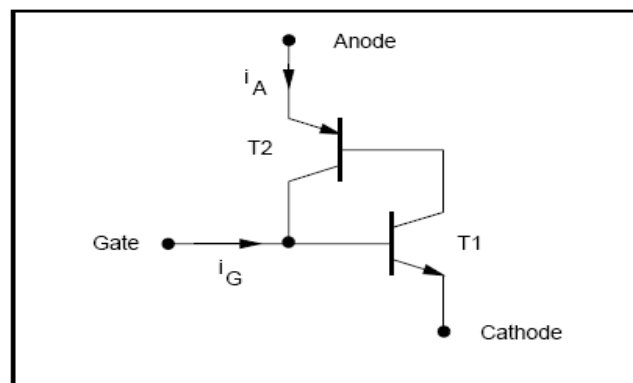


Figura 36 – Esquema de funcionamento de um tiristor, com recurso a transístores [16]

Este modelo pode ser usado, para representar a estrutura p-n-p-n de um tiristor, como sendo a ligação entre as camadas n-p-n de um transistor T1 e as camadas p-n-p de um transistor T2. O colector do transistor T1 fornece a corrente de base para o transistor T2. A corrente de base do transistor T1, é fornecida pela entrada de gate externa do conjunto.

Se o ganho no circuito em malha fechada do circuito base-colector de T2 e T1 respectivamente, for maior do que a unidade, então a corrente dessa malha irá aumentar pondo T1 e T2 em saturação e o tiristor diz-se em condução ou “*latched*”. Devido ao facto dos ganhos de T1 e T2 aumentarem com a corrente e tendo em conta que o seu aumento provoca também ele um aumento da corrente, quando se força uma corrente na malha descrita anteriormente esta tende a aumentar, pondo os transistores em saturação e logo, o tiristor em condução. A corrente ânodo-cátodo é então apenas limitada pelo circuito exterior [16].

Existem vários mecanismos pelos quais um tiristor pode ser levado ao estado de condução. O método mais comum, é aplicando uma corrente na gate do dispositivo, forçando assim uma corrente na malha anteriormente descrita e levando o tiristor à condução.

O tiristor não pode no entanto passar ao estado de não condução através da gate. Este processo tem de ser efectuado pelo circuito exterior, por forma a quebrar a regeneração de corrente estabelecida na malha constituída pelos dois transistores. A polarização inversa do tiristor pode iniciar o processo de passagem ao estado de não condução do mesmo, uma vez que a corrente de ânodo irá ficar abaixo de um dado limiar mínimo, designado por corrente de “*holding*”, representada na característica I-V (figura 34) por  $I_H$  [17].

### 3.3.2 Triac

Uma das famílias mais comuns e ao mesmo tempo mais complexas de tiristores, é a família dos triacs, ou tiristores bi-direccionais. O seu símbolo electrónico é apresentado na figura abaixo.

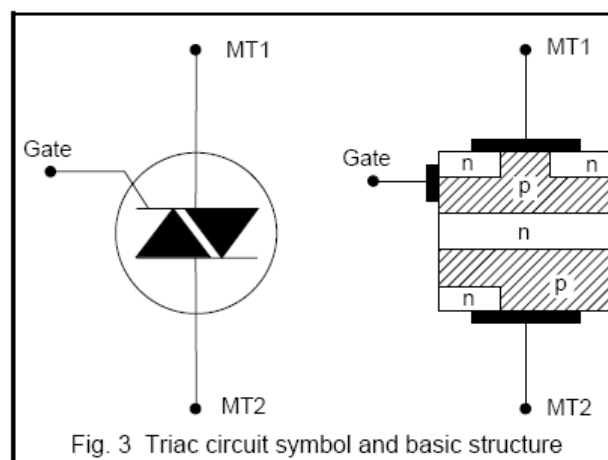


Figura 37 – Símbolo electrónico e estrutura física de um triac [16]

A principal característica destes dispositivos, é a de serem capazes de ser atravessados por corrente, bi-direccionalmente, ou seja, nos dois sentidos, o que os transforma em controladores de tensão alternada sinusoidal. Em termos de funcionamento, este pode ser descrito como sendo o equivalente a um par de tiristores, ligados em anti-paralelo, sendo as gates ligadas em comum. O triac necessita apenas de um dissipador, mas este deve possuir área suficiente para dissipar o calor gerado pelo fluxo de corrente nos dois sentidos. Os circuitos de “*triggering*”, devem ser desenhados de tal forma, que não sejam provocadas conduções indesejadas, quando o mecanismo de “*triggering*” for demasiadamente lento [16].

### 3.3.3 Reguladores AC – AC

Quando se pretende controlar o valor eficaz de um sinal de tensão alternada sinusoidal, um dos recursos possíveis é fazer um controlo de fase através da utilização de triacs ou tiristores ligados em anti-paralelo. Desta forma pode controlar-se a energia fornecida pela onda de tensão sinusoidal. Este controlo pode ser realizado quer para um ciclo completo da onda, quer para metade do ciclo da onda. É representado na figura abaixo o exemplo de um circuito capaz de estabelecer controlo de fase sobre uma carga [16].

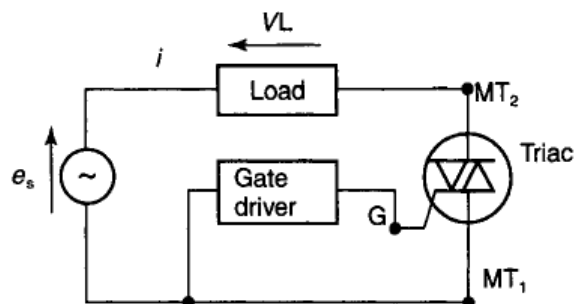


Figura 38 – Controlo de fase com recurso a um triac [16]

O controlo de fase tem inúmeras aplicações, como por exemplo controlo da intensidade luminosa de uma lâmpada, controlo de fornos e aquecedores e ainda controlo da velocidade de um motor.

No circuito acima, o triac, passa ao estado de condução, pela aplicação de um impulso de curta duração na gate do mesmo. Uma vez no estado de condução, a gate perde o controlo sobre o dispositivo, até que a corrente na carga se anule, por passagem por zero da tensão. A função do circuito “*gate driver*”, é portanto aplicar o impulso de disparo na gate do triac, apenas quando a onda sinusoidal atinja um dado valor predefinido da sua amplitude, que corresponderá a um dado ângulo do seu fasor. Este  ngulo é denominado por ângulo de disparo. Isto faz com que a energia aplicada à carga seja apenas uma por  o da energia total da onda [17].

Para uma carga resistiva, são apresentadas na figura 39, as formas de onda aplicadas à mesma, fazendo variar o ângulo de disparo  $\beta$ , entre um valor pequeno e um valor elevado [16].

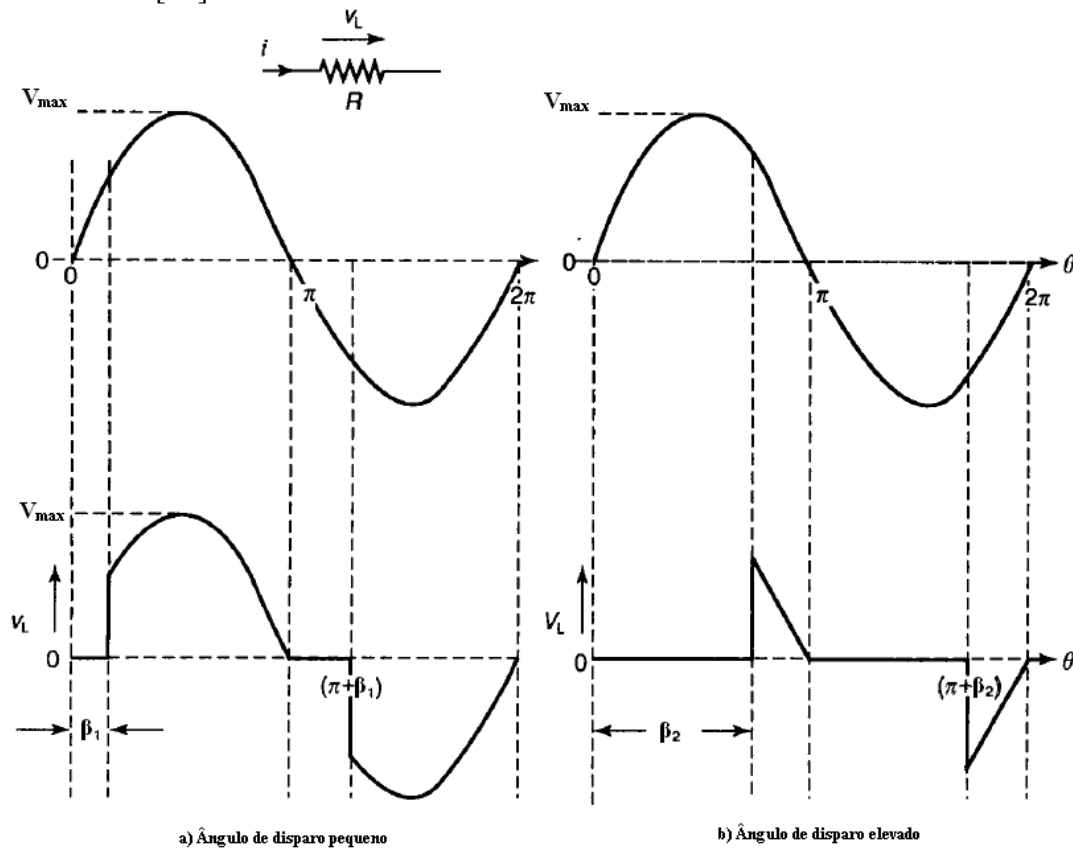


Figura 39 – Tensão a.c. aplicada a uma carga em função do ângulo de disparo  $\beta$  [26]

Sabendo que  $V_{\max}$  é o valor de pico da tensão aplicada à carga, pode retirar-se da figura que a tensão quadrática média é dada por

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\pi} (V_{\max} \sin \theta)^2 d\theta} \quad (3.1)$$

Sabendo que

$$\sin^2 \theta = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) \quad (3.2)$$

Tem-se

$$V_{\text{rms}} = V_{\max} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) d\theta} \quad (3.3)$$

Desenvolvendo, tem-se

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \theta - \frac{\sin 2\theta}{2} \right]_0^{\pi}} \quad (3.4)$$

Substituindo os limites de integração, tem-se

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \pi - \beta + \frac{\sin 2\beta}{2} \right]} \quad (3.5)$$

Uma vez que

$$P_{out\ rms} = \frac{V_{rms}^2}{R_L} \quad (3.6)$$

Substituindo (3.5) em (3.6) fica

$$P_{out\ rms} = \frac{V_{max}^2}{(2R_L) \left( \frac{1}{\pi} \left[ \pi - \beta + \frac{\sin 2\beta}{2} \right] \right)} \quad (3.7)$$

Para a representação, da potência em função do ângulo de condução,  $\alpha$ , procede-se à mudança de variável abaixo

$$\beta = \pi - \alpha \quad (3.8)$$

De onde resulta a expressão para a potência em função do ângulo de condução,  $\alpha$

$$P_{out\ rms} = \frac{V_{max}^2}{(2R_L) \left( \frac{1}{\pi} \left[ \pi - (\pi - \alpha) + \frac{\sin 2(\pi - \alpha)}{2} \right] \right)} \quad (3.9)$$

Simplificando obtém-se

$$P_{out\ rms} = \frac{V_{max}^2}{(2R_L) \left( \frac{1}{\pi} \left[ \alpha + \frac{\sin 2(\pi - \alpha)}{2} \right] \right)} \quad (3.10)$$

Simplificando novamente e designando  $\frac{V_{\max}^2}{2R_L}$  por  $P_{\text{out max}}$  obtém-se

$$P_{\text{out rms}} = P_{\text{out max}} \left( \frac{\alpha + \frac{1}{2} \sin 2(\pi - \alpha)}{\pi} \right) \quad (3.11)$$

Como se verifica a identidade trigonométrica abaixo

$$\sin(2\alpha) = -\sin(2(\pi - \alpha)) \quad (3.12)$$

A expressão final da potência em função do ângulo de condução é dada por

$$P_{\text{out rms}} = P_{\text{out max}} \left( \frac{\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\pi} \right) \quad (3.13)$$

Aonde se pode ainda dizer

$$P_{\text{out max}} = \frac{V_{\max}^2}{2R_L} = \frac{I_{\max}^2 R_L}{2} \quad (3.14)$$

Com

$$I_{\max} = \frac{\sqrt{2} V_{\text{rms}}}{R_L} \quad (3.15)$$

### 3.4 Método Termo-Óptico

O método termo-óptico, desenvolvido no Departamento de Ambiente e Ordenamento do Território da Universidade de Aveiro, possui um sistema de análise, que permite a quantificação de carbono particulado atmosférico colhido em filtros de fibra de quartzo. Este método tem por base a conversão do material carbonoso particulado em  $\text{CO}_2$ , quando aquecido a altas temperaturas e a sua posterior quantificação através de um analisador de infravermelhos não dispersivos. O método permite ainda fazer a distinção entre a medição de carbono orgânico e de carbono negro.

Dependendo da sua estrutura, o carbono negro oxida numa larga gama de temperaturas, tendo-se já observado a sua volatilização entre os 350 e os 400 °C. No entanto, partículas de carbono negro mais cristalinas, como a grafite e as que são emitidas por veículos a diesel, poderão oxidar a temperaturas da ordem dos 700°C.

O carbono orgânico presente em material particulado, volatiliza numa gama mais baixa de temperaturas podendo no entanto atingir cerca de 400 a 500°C. Reconhece-se, porém, que a parte mais significativa desta fracção do material carbonoso volatiliza a temperaturas inferiores a 350 °C [20].

Pelo facto de ambas as fracções do material particulado carbonoso não volatilizarem em intervalos de temperatura perfeitamente distintos (verificando-se, pelo contrário, sobreposição das gamas de volatilização das fracções orgânica e negra) e face à ocorrência do fenómeno de pirólise (reacção de decomposição que ocorre pela acção de altas temperaturas aonde ocorre uma ruptura da estrutura molecular original de um determinado composto pela acção do calor em ambiente com pouco ou nenhum oxigénio), têm sido desenvolvidas diversas metodologias de análise, utilizando condições de operação distintas. Isto constitui um importante problema na determinação experimental destes compostos, na medida em que os diversos laboratórios, usando as suas versões próprias de analisadores, obtêm diferentes quantificações de material carbonoso, consoante a forma como efectuem o aquecimento da amostra, isto é, conforme o programa de temperatura que utilizam para efectuar a volatilização da amostra, bem como com a percentagem de oxidante que utilizam [20].

A separação das duas fracções do material carbonoso, baseada exclusivamente em aspectos térmicos, revela-se difícil, tendo sido recentemente, posta em causa. Ou seja, os métodos térmicos que se baseiam numa temperatura específica para efectuar a separação das fracções orgânica e negra podem sobrestimar ou subestimar a concentração de cada uma das fracções. Existem pois, importantes limitações na utilização exclusiva de um valor determinado de temperatura para efectuar a separação das duas fracções do material carbonoso. No entanto, o facto de o carbono negro volatilizar apenas em atmosferas oxidantes e tendo em conta as suas propriedades ópticas, é possível efectuar a distinção clara de ambas as fracções. Assim, pode volatilizar-se todo o aerossol carbonoso orgânico numa atmosfera inerte (normalmente de hélio) até uma temperatura acima da temperatura máxima (normalmente da ordem dos 600°C), a que se prevê que possa ainda existir COP (Carbono Orgânico Particulado). Quando se utiliza o hélio a oxidação e a combustão do material carbonoso negro não ocorre, determinando-se apenas o carbono libertado por volatilização, decomposição ou qualquer outro processo não oxidativo. O carbono volatilizado é então conduzido para um segundo forno, contendo atmosfera oxidante (normalmente 2% de  $O_2$  para 98% de gás inerte,  $H_2$  ou  $N_2$ ) e óxido cúprico (que funciona como catalizador da reacção de oxidação) por forma a ser convertido em  $CO_2$  para posterior quantificação. Porém, este procedimento não consegue impedir a formação de carbono negro pelo processo de pirólise que ocorre sempre em maior ou menor extensão em função da própria composição da amostra, o que pode fazer com que o carbono orgânico pirolisado possa ser confundido com o carbono negro, presente inicialmente na amostra.

À medida que ocorre a volatilização do carbono orgânico, ocorre portanto, em simultâneo, também, a pirólise de parte do mesmo, levando a um aumento do carbono negro presente no filtro, relativamente ao seu valor inicial. Esta fracção é posteriormente analisada como carbono negro, imputando à sua determinação um erro por excesso [20].

Os métodos termo-ópticos pretendem corrigir o fenómeno de pirólise determinando quantitativamente a fracção de COP, através da monitorização das características ópticas da amostra durante o processo de análise. Estes métodos admitem que todo o enegrecimento que ocorre durante a fase de volatilização da fracção orgânica do material carbonoso se



deve à pirólise de parte do mesmo. Por conseguinte a monitorização das propriedades ópticas da amostra ao longo de todo o processo de análise, através da medição da transmitância ou reflectância óptica de um feixe de luz (normalmente um laser) incidente sobre a amostra, pode ser usada para ajudar a minimizar os erros devidos à pirólise do material carbonoso. Assim, ao montante encontrado de carbono negro é subtraída a parte que se assume corresponder à fracção resultante da pirólise. Esta fracção do material carbonoso é contabilizada como o carbono volatilizado desde o momento em que se inicia a oxidação do carbono negro até ao instante em que o sinal óptico readquire o valor inicial, isto é, até que o enegrecimento do filtro se deva de novo unicamente à presença do carbono negro presente no filtro antes do processo de pirólise [20]. Podemos, para melhor compreender este método, analisar a figura seguinte, relativa ao registo de resultados obtidos através do método termo-óptico desenvolvido na Universidade de Aveiro.

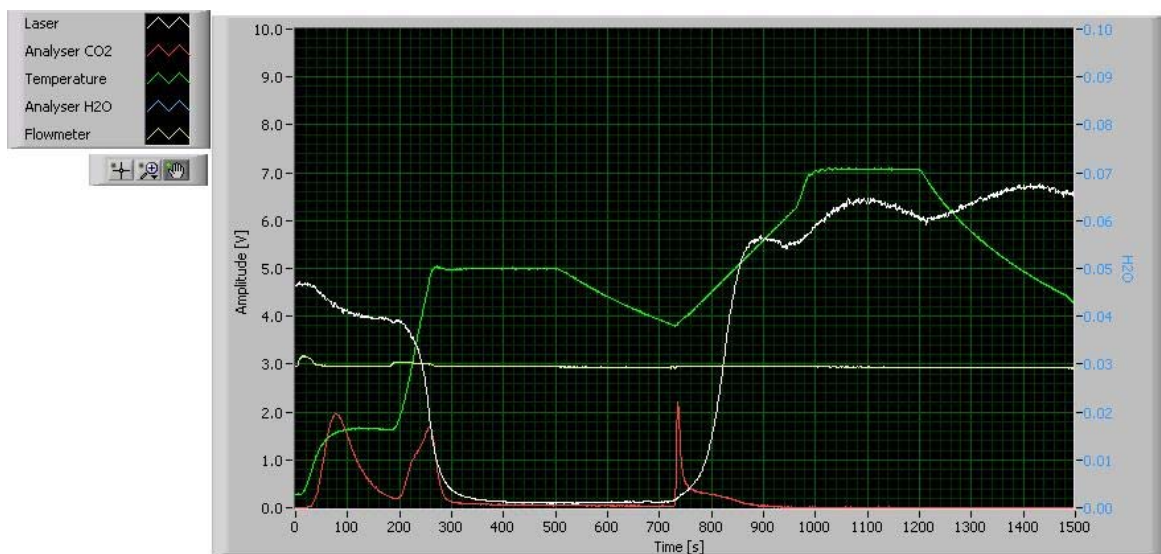


Figura 40 – Exemplo de análise obtida pelo método termo-óptico

Na figura 40, podemos constatar que existiu libertação de carbono orgânico até aos 300 segundos de análise, o qual foi acompanhado por uma diminuição do sinal do laser. O  $\text{CO}_2$  libertado a partir dos 700s é relativo ao carbono negro o que acontece após a abertura da válvula, que vai permitir a injeção de  $\text{O}_2$  no forno 1. Por volta dos 730 segundos, existe um novo pico de  $\text{CO}_2$ , sendo este acompanhado por nova variação do sinal do laser, que passa pelo valor inicial até atingir um valor de transmitância máxima correspondente ao desaparecimento do carbono negro por oxidação a altas temperaturas. Este pico engloba não só o carbono negro inicial presente na amostra mas também o resultante de pirólise na primeira fase da análise.

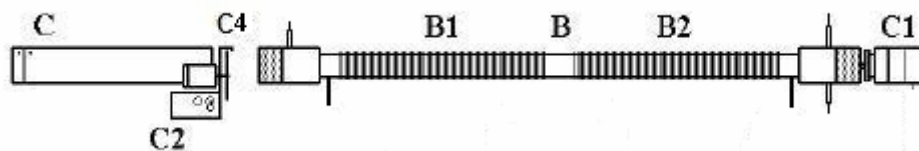


Figura 41 – Conjunto formado pelos dois fornos e laser pulsado com *chopper* mecânico [14]

A amostra é colocada no interior do tubo de quartzo, na zona do primeiro forno (B1 na figura 41), numa atmosfera de azoto. De seguida fecha-se o circuito de gases do mesmo e deixa-se purgar o sistema por forma a que toda a atmosfera seja de azoto e o valor medido de  $\text{CO}_2$ , seja de zero partes por milhão. O programa de temperaturas aplicado à amostra, no primeiro forno, é constituído por várias etapas. Durante a primeira fase (de determinação do carbono orgânico presente na amostra), a amostra é numa primeira etapa aquecida desde a temperatura ambiente até à temperatura de 200°C, devendo permanecer nesta temperatura cerca de três minutos. De seguida, numa segunda etapa, é feito um novo aquecimento deste forno, que deverá elevar a temperatura para 650°C, permanecendo o forno a esta temperatura também por um período de cerca de três minutos. De seguida, dar-se-á um arrefecimento até aos 450°C. Efectuado este processo, estará concluída a primeira fase da análise e deverá ter ocorrido a libertação do carbono orgânico contido na amostra e prosseguir-se-á para a segunda fase da análise, por forma a determinar o carbono negro presente na amostra. Por forma a iniciar a segunda fase da análise e uma vez atingida a temperatura de 450°C, volta a aquecer-se o forno até este atingir os 850°C de temperatura mantendo a temperatura constante nesse valor também cerca de três minutos, para que se dê a libertação do carbono negro.

Durante a primeira fase da análise (quando se dá a libertação do carbono orgânico), a mistura de carbono orgânico libertado e azoto (gás de arraste utilizado nesta fase do processo), passa em seguida para o segundo forno onde lhe é adicionado ar que conjuntamente com o óxido cúprico ali presente proporcionam a ocorrência de oxidação, transformando o carbono orgânico libertado em  $\text{CO}_2$ , que será posteriormente medido. A temperatura do segundo forno é sempre constante (650°C).

Durante a segunda fase do processo, aonde se pretende determinar o carbono negro presente na amostra, é injectada no primeiro forno uma mistura gasosa oxidante (através da abertura da electro-válvula).

A distinção entre os dois tipos de carbono, carbono orgânico e carbono negro, é feita, atendendo a que a absorção de um feixe de laser por estes dois tipos de carbono, é diferente. O carbono negro é mais opaco do que carbono orgânico, pelo que atenua mais a intensidade do feixe de laser.

Para se diferenciar a medição do carbono orgânico do carbono negro mede-se a transmitância óptica do filtro. Assim durante uma análise, quando a transmitância do filtro recuperar o seu valor inicial, deixa de se contabilizar o carbono orgânico, que se liberta primeiro, e passa-se a contabilizar o carbono negro [20].

## Capítulo 4

### 4 Desenvolvimento do Módulo de Controlo de Temperatura

#### 4.1 Introdução

Devido à variação sinusoidal da tensão de rede e uma vez que o controlo de potência será realizado com recurso a controlo de fase sobre essa tensão, existe uma característica de não linearidade na potência fornecida à carga. Sabia-se assim que seria impossível estabelecer um controlo rigoroso da temperatura, sem que o algoritmo de controlo estabelecido tivesse em conta esta característica de não linearidade [17].

A primeira abordagem para o desenvolvimento do sistema que constitui o módulo de controlo de temperatura, foi então realizada com o intuito de estabelecer um algoritmo de controlo de potência, que fosse capaz de estabelecer a linearização da potência de saída dos tiristores. Assim, efectuou-se no capítulo anterior um estudo das principais características eléctricas dos tiristores tendo em especial atenção o controlo de fase em onda completa.

#### 4.2 Linearização da Potência de Saída dos Tiristores

Recorrendo ao *Matlab*, demonstra-se a seguir, a partir da expressão 3.13, encontrada no capítulo anterior (para a potência de saída de um par de tiristores ligados em anti-paralelo (triac) em função do ângulo de condução), que esta apresenta uma característica de não linearidade.

$$P_{out} = P_{out\ max} \left( \frac{\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\alpha} \right) \quad (3.13)$$

Aonde tal como indicado no capítulo anterior

$$P_{out\ max} = \frac{I_{max}^2 R_L}{2} \quad (3.14)$$

E

$$I_{max} = \frac{V_{max}}{R_L} = \frac{\sqrt{2} V_{rms}}{R_L} \quad (4.3)$$

Assim sendo efectuou-se a simulação em *Matlab*, fazendo variar o ângulo de condução entre 0 e 180°, com vista a obter a característica de não linearidade da potência, obtendo-se a figura abaixo. O código de *Matlab* desenvolvido encontra-se no CD em anexo (anexo2).

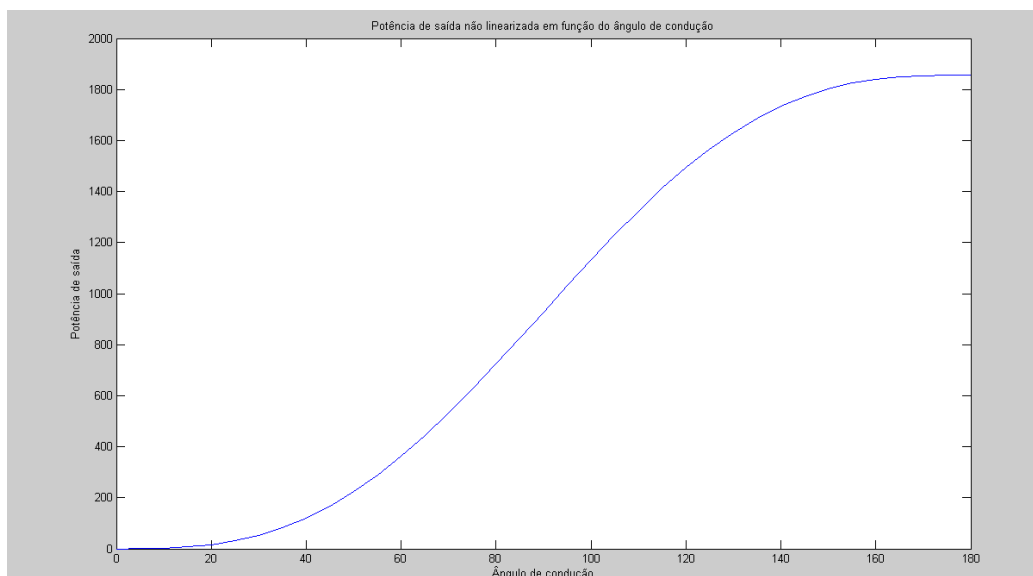
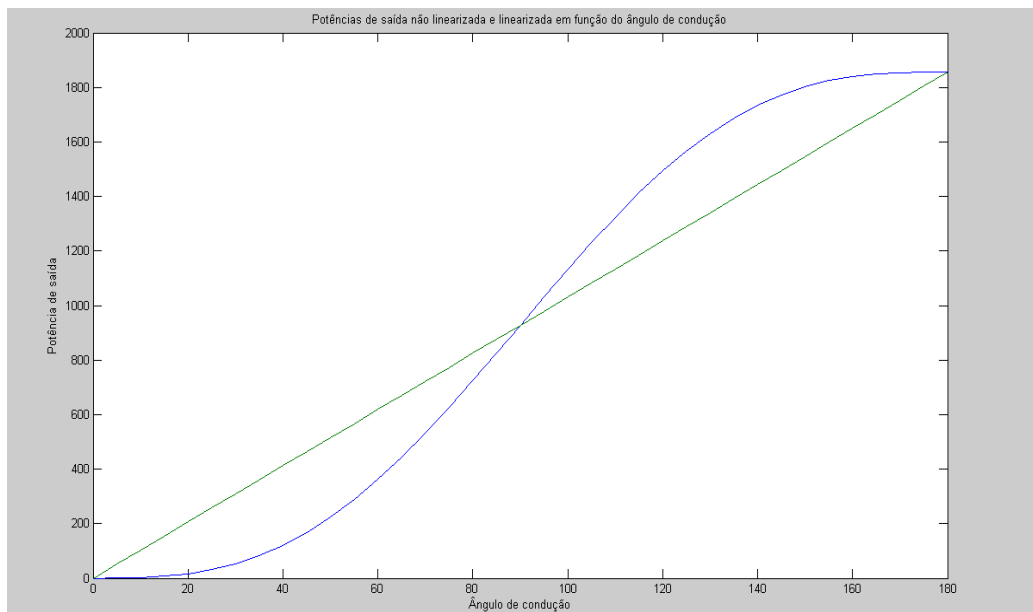


Figura 42 – Gráfico do *Matlab* da potência de saída em função do ângulo de condução  $\alpha$

Este gráfico confirma assim a característica de não linearidade da potência fornecida a uma carga puramente resistiva, por parte dos tiristores ligados em anti-paralelo (triac). Para esta simulação, levaram-se em conta, parâmetros como o valor da resistência do fio que constitui as resistências do forno,  $R_L = 28.5\Omega$  (obtido através da informação do fabricante em anexo - anexo 1, através do comprimento do fio), bem como o valor quadrático médio da tensão da rede  $V_{rms} = 230V$ . Foi criado um vector auxiliar, de modo a representar a variação do ângulo de condução, que varia de 0 a 180°, com um intervalo de 5°.

A partir do valor máximo para o ângulo, 180°, obteve-se o valor máximo da potência fornecida à carga. O valor obtido foi de 1856W. A partir destes valores, determinou-se o declive e consequentemente a recta de potência, que nos fornece um valor linear da potência em função do ângulo de condução  $\alpha$ .


 Figura 43 – Gráfico do *Matlab* com a recta de potência linear face à curva de potência não linear

Assim a equação da recta a verde é dada por:

$$P_{out,lin} = \frac{1856}{180} \alpha \text{ (W)} \quad (4.4)$$

Como se pode observar pela figura 43, observando a curva azul, para valores do ângulo de condução inferiores a 90°, a potência fornecida pelos triacs é inferior ao valor esperado, sendo que para valores superiores a 90°, este valor ultrapassa o valor esperado.

Recorrendo à ferramenta “*Curve Fitting Tool*” do *Matlab* [25], podemos agora determinar uma expressão polinomial que dará o comportamento inverso do da curva azul, ou seja, uma função que dado o valor da potência, nos fornece o valor do ângulo correspondente, tal como se mostra a seguir.

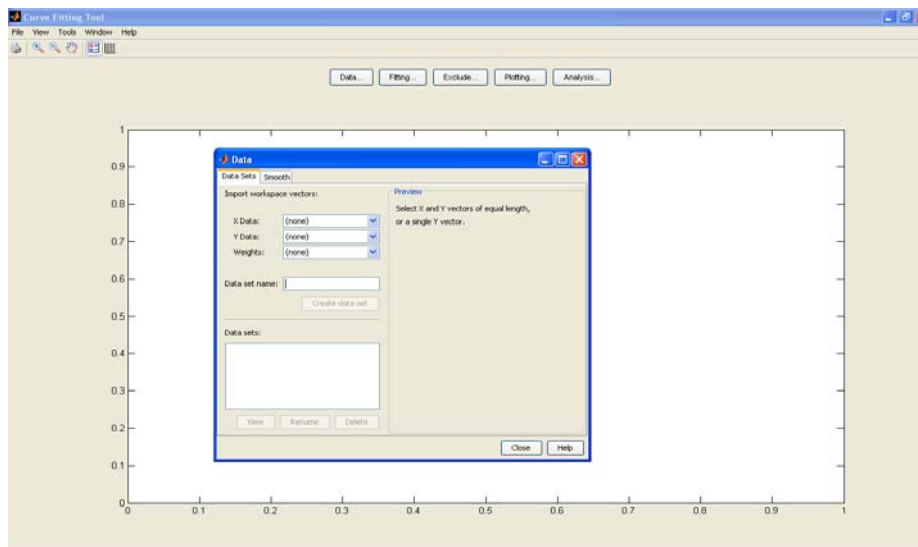


Figura 44 – Detalhe da ferramenta *cftool* do *Matlab*

Escolheu-se qual o vector que se pretendia utilizar para descrever o comportamento da variável independente  $x$  (variável com valores da potência), e da mesma forma qual o que se deseja para descrever o comportamento da variável dependente,  $y$  (variável com valores do ângulo). Após a criação do conjunto de dados, para obtenção da equação relativa à função que descreve a variação do ângulo de condução, em função da potência, obteve-se graficamente o comportamento do conjunto de dados introduzido.

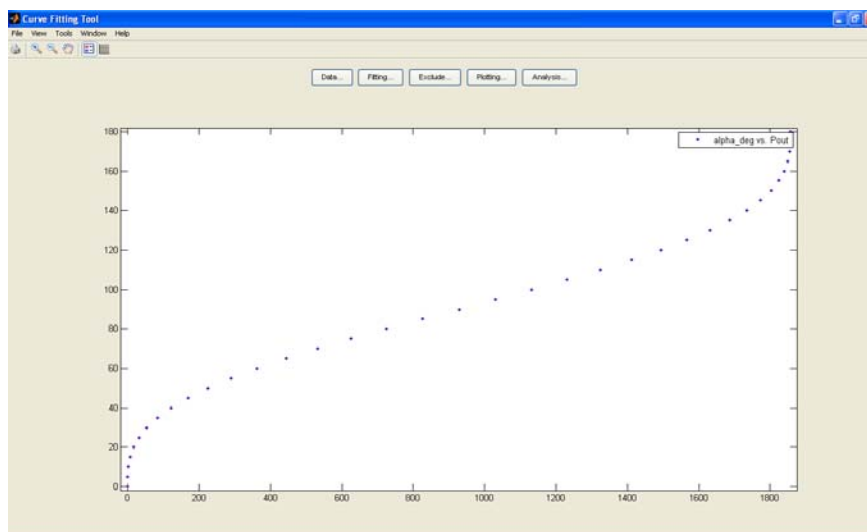


Figura 45 – Gráfico dos dados introduzidos no *cftool* do *Matlab*

Uma vez efectuada esta selecção de dados, cria-se um conjunto de dados (“*data set*”), que permite fazer o ajuste matemático (“*fitting*”), dos dados introduzidos, de várias formas, de entre elas através de equações de recta, polinomiais, de potência, métodos de interpolação, somas da função seno entre outras [25].

Fazendo o ajuste, através de um polinómio, de oitava ordem, obtém-se a expressão matemática representada abaixo.

$$\alpha(P) = p_1 P^8 + p_2 P^7 + p_3 P^6 + p_4 P^5 + p_5 P^4 + p_6 P^3 + p_7 P^2 + p_8 P + p_9 \quad (4.5)$$

Aonde, os coeficientes do polin mio são dados por:

$$\begin{aligned} p_1 &= -1.028e-33 \\ p_2 &= 1.202e-19 \\ p_3 &= -7.807e-16 \\ p_4 &= 2.057e-12 \\ p_5 &= -2.823e-9 \\ p_6 &= 2.17e-6 \\ p_7 &= -0.0009475 \\ p_8 &= 0.2808 \\ p_9 &= 16.66 \end{aligned}$$

Uma vez efectuada o estudo do comportamento não linear da potência de saída dos triacs, deve estudar-se a relação existente entre o ângulo de condução e a tensão aplicada na gate do triac, bem como a função que descreve o comportamento inverso.

Por forma a realizar este estudo e com o intuito de diminuir a queda de tensão aos terminais da resistência de medição, por forma a ser possível a visualização no osciloscópio da onda sinusoidal na saída dos triacs e assim conseguir visualizar as porções de tempo em que o triac conduz (ou das porções em que este está cortado), foram adicionadas em série com a resistência do forno 1, várias resistências idênticas a esta, fazendo assim, aumentar o valor da resistência em série com o triac. Procedeu-se à montagem do esquema indicado na figura abaixo.

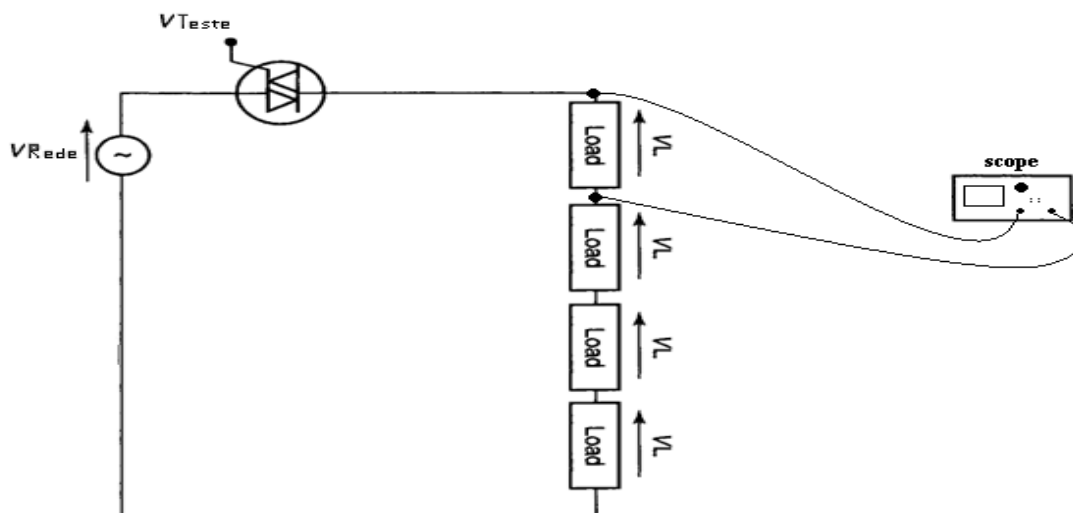


Figura 46 – Esquema da montagem prática efectuada

Devido ao pouco espaço na bancada de trabalho, a figura abaixo, apesar de confusa, serve para ilustrar a colocação de três enrolamentos resistivos, (idênticos aos utilizados

para o aquecimento dos fornos) em série com a resistência do forno 1, tal como ilustra o esquema da figura 46. Podemos observar a ligação das pontas de prova do osciloscópio à resistência do forno 1.



Figura 47 – Imagem da montagem prática efectuada

Efectuada a montagem descrita na figura 47, foi possível medir, com recurso a um osciloscópio (desligando a terra do mesmo, de forma a evitar curto – circuitos, via rede), o tempo de condução do triac (ou tempo de ON) em função da tensão aplicada na gate do mesmo.

Fez-se então, variar a tensão de gate enquanto se media o tempo de condução do triac.



Figura 48 – Detalhe da onda medida para  $\alpha \approx 90^\circ$

Na figura acima pode ver-se o comportamento do triac, com um tempo de ON correspondente a um ângulo de condução próximo dos  $90^\circ$ , o que como se pode constatar pela figura, origina uma condução de metade da onda, quer na primeira quer na segunda metade do ciclo da onda, uma vez que o triac permite ter um controlo de fase em onda completa (aonde é atravessado por corrente bidireccionalmente), tal como foi estudado no capítulo anterior.

Mediante isto, escolhendo no osciloscópio, uma escala de tempo correspondente aproximadamente ao tempo de metade da onda da tensão de rede, por forma a obter um maior rigor nas medidas efectuadas, obteve-se que 9.8 casas da escala horizontal (escala de



tempo) correspondem a metade da onda (o que equivale a um ângulo de condução de  $180^\circ$  e consequentemente a um ângulo de disparo de  $0^\circ$ , o que é equivalente a um tempo ON de  $\frac{1}{2} \frac{1}{50}$  segundos e a um tempo OFF de 0 segundos).

Para melhor exemplificar as medidas efectuadas pode observar-se a figura 49.

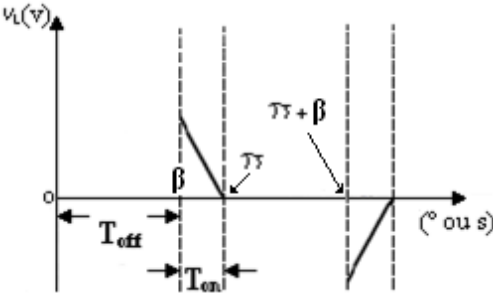


Figura 49 – Detalhe dos tempos Toff e Ton relativamente ao ângulo de disparo,  $\beta$

Construiu-se então através de sucessivas medições a tabela 5, que estabelece a relação entre a tensão de gate aplicada ao triac e o tempo ON durante metade da onda.

Vg (V)	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2
Ton (*[(1/50)/2]1/9.8) (s)	0	0.36	0.56	1.4	2	2.5	3	3.5	4.1	4.6	5.1	5.8	6.4	6.9	7.6	8.2	8.8

Tabela 5 – Tempo ON em função da tensão de gate aplicada

Calculou-se então o valor do ângulo de condução, estabelecendo proporcionalidade directa, entre o Ton e o ângulo de condução, ou seja, sabendo que 9.8 casas da escala de  $\frac{1}{2} \frac{1}{50}$  tempo correspondem a um ângulo de condução de  $180^\circ$  e a  $\frac{1}{2} \frac{1}{50}$  segundos (metade do período de uma onda sinusoidal de 50Hz), teremos por exemplo, para o último valor da tabela anterior, que 8.8 casas (da escala de tempo) corresponderam a um ângulo de  $161.7^\circ$ . Calculando o ângulo de condução para todos os valores da tabela 5, obtemos a tabela 6, a seguir representada.

$\alpha$ (°)	0	6.6	10.3	25.7	36.7	45.9	55.1	64.3	75.3	84.5	93.7	106.5	117.6	126.7	139.6	150.6	161.7
Vg(V)	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2

Tabela 6 – Ângulo de condução,  $\alpha$ , em função da tensão de gate aplicada

Uma vez presente a necessidade de determinar uma equação matemática que descreve-se com precisão o comportamento do ângulo de condução, com a variação da tensão de gate do triac e também a função inversa, ou seja do comportamento da tensão de gate com a variação do ângulo de condução, utilizou-se novamente a ferramenta “Curve Fitting Tool” do Matlab.

Escolheu-se qual o vector que se pretendia utilizar para descrever o comportamento da variável independente x e da mesma forma qual o que se deseja para descrever o

comportamento da variável dependente,  $y$ . Após a criação do conjunto de dados, para obtenção da equação relativa à função que descreve a variação do ângulo de condução,  $\alpha$ , em função da tensão de gate,  $V_g$ , obteve-se graficamente o comportamento do conjunto de dados introduzido.

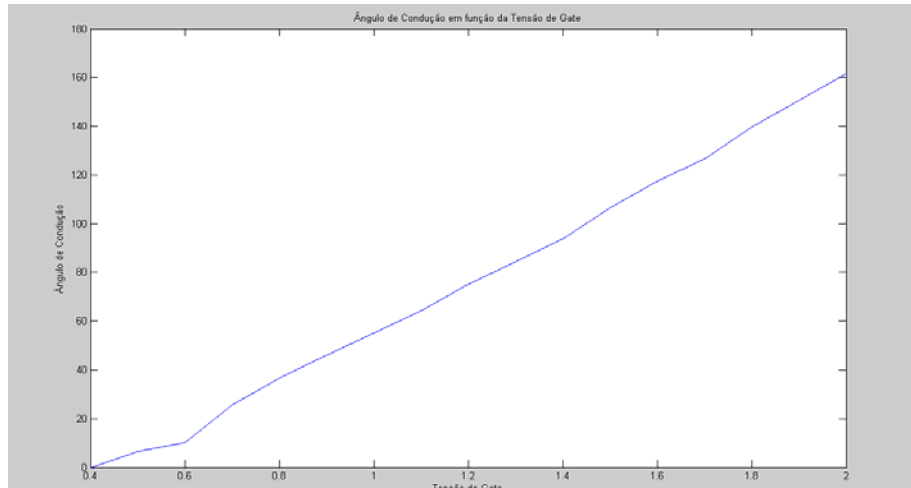


Figura 50 – Gráfico do *Matlab* do ângulo de condução em função da tensão de gate aplicada

Uma vez efectuada esta selecção, criou-se um novo conjunto de dados (“*data set*”), por forma realizar um novo ajuste matemático (“*fitting*”), dos dados introduzidos.

Fazendo o ajuste matemático, através de uma equação de recta, do tipo  $y = mx + b$ , aonde  $m$  é o declive da recta e  $b$  a ordenada na origem, obteve-se a seguinte equação.

$$\alpha_{\text{condução}} = 161,7 \cdot V_g - 40,4 \quad (^\circ) \quad (4.6)$$

Cujo comportamento pode observar-se graficamente, na figura abaixo.

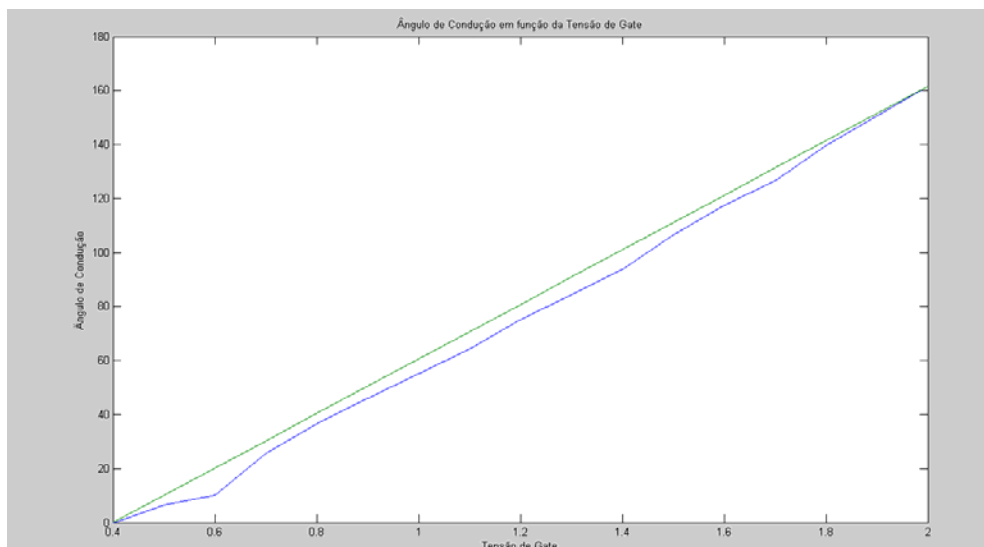


Figura 51 – Gráfico do *Matlab* da recta encontrada através do *fitting* à recta azul

De igual forma, recorreu-se também à ferramenta “*Curve Fitting Tool*” do *Matlab*, para encontrar a recta que melhor descreve-se o comportamento da função inversa, ou seja da função que descreve o comportamento da tensão de gate em função do ângulo de condução,  $\alpha$ . Obteve-se, tal como anteriormente, o gráfico descritivo do comportamento do conjunto de dados introduzidos, tal como indica a figura abaixo.

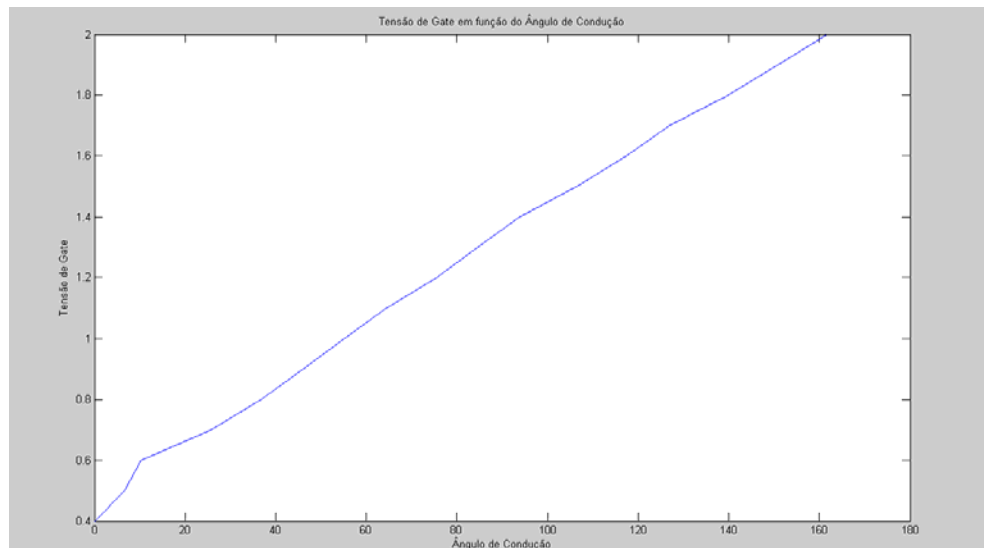


Figura 52 – Gráfico do *Matlab* da tensão de gate vs ângulo de condução

Após isto, fazendo o ajuste dos dados anteriores, obteve-se o comportamento gráfico, descrito na figura 53 pela recta a verde.

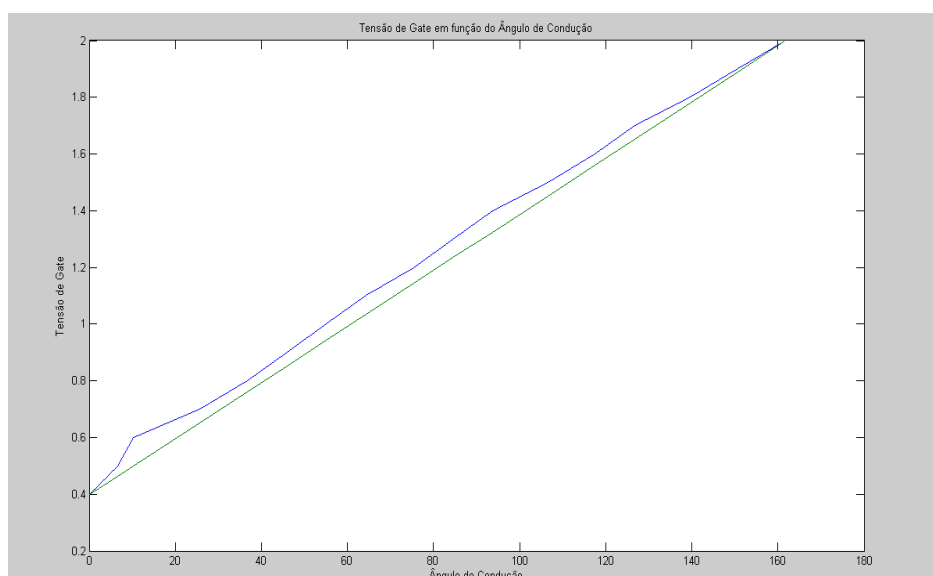


Figura 53 – Gráfico do *Matlab* da recta encontrada através do *fitting* à recta azul

Este comportamento, é descrito pela equação abaixo.

$$V_{gate} = 1. \frac{6}{161} . 7 \alpha + 0.4 \text{ (V)} \quad (4.7)$$

### 4.3 Construção da Aplicação de Controlo de Temperatura

Com vista a estabelecer o controlo de temperatura dos dois fornos, construiu-se, uma aplicação em ambiente *Labview*. Esta aplicação tem o seu funcionamento com base nos sinais medidos e amostrados pela placa de interface DAQ. A medição de temperatura, é feita com recurso a termopares do tipo k e criando com recurso ao software MAX (“*Measurement and Automation Explorer*”), uma tarefa, para medir especificamente temperatura com este tipo de termopares.

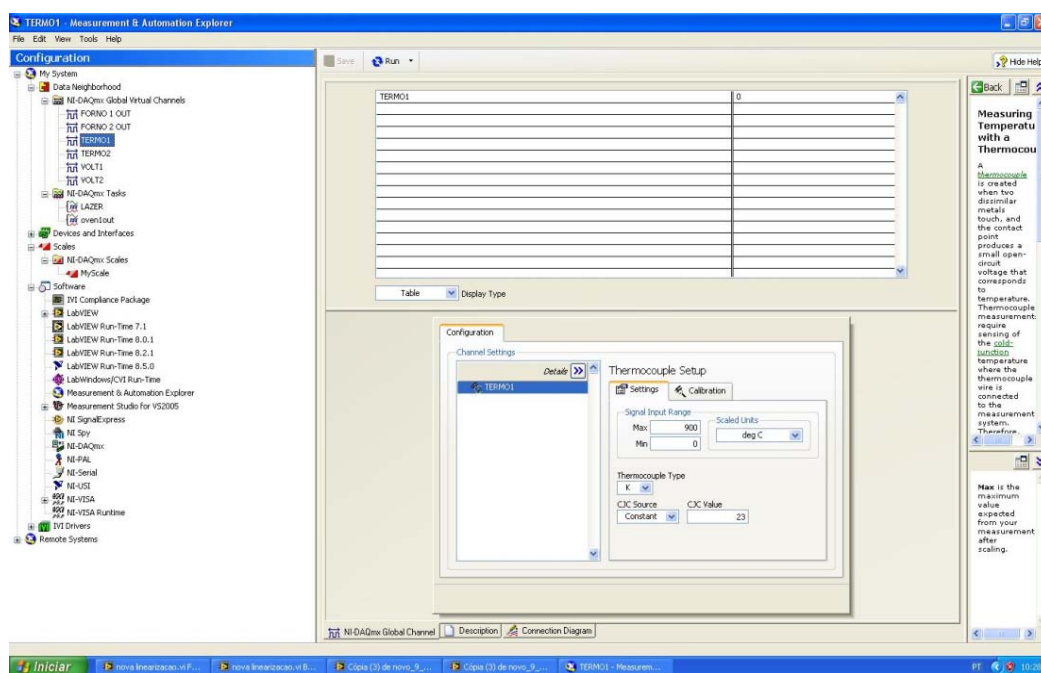


Figura 54 – Detalhe da interface da aplicação *Measurement & Automation Explorer*

Ao criar a tarefa de medição de temperatura, pode fazer-se a calibração do termopar. Pode assim definir-se qual a temperatura da junção fria por forma a que seja efectuada a devida compensação por *software*. Através deste programa (MAX), podem criar-se as tarefas e/ou canais necessários quer para medir quer para gerar sinais.

Para efectuar o controlo de temperatura do sistema composto pelos dois fornos, construiu-se para cada forno um conjunto de blocos idêntico ao representado na figura 55. Este é responsável pela leitura dos valores de temperatura do forno respectivo e através dos

valores pretendidos para esta (previamente programados pelo utilizador através do painel frontal da aplicação), efectuar o controlo da temperatura. Para isto recorreu-se   implementação de um compensador PID, recorrendo ao Sub-VI “PID Advanced” da *toolbox* de compensadores PID do *Labview*. O diagrama de blocos construido é apresentado na figura seguinte.

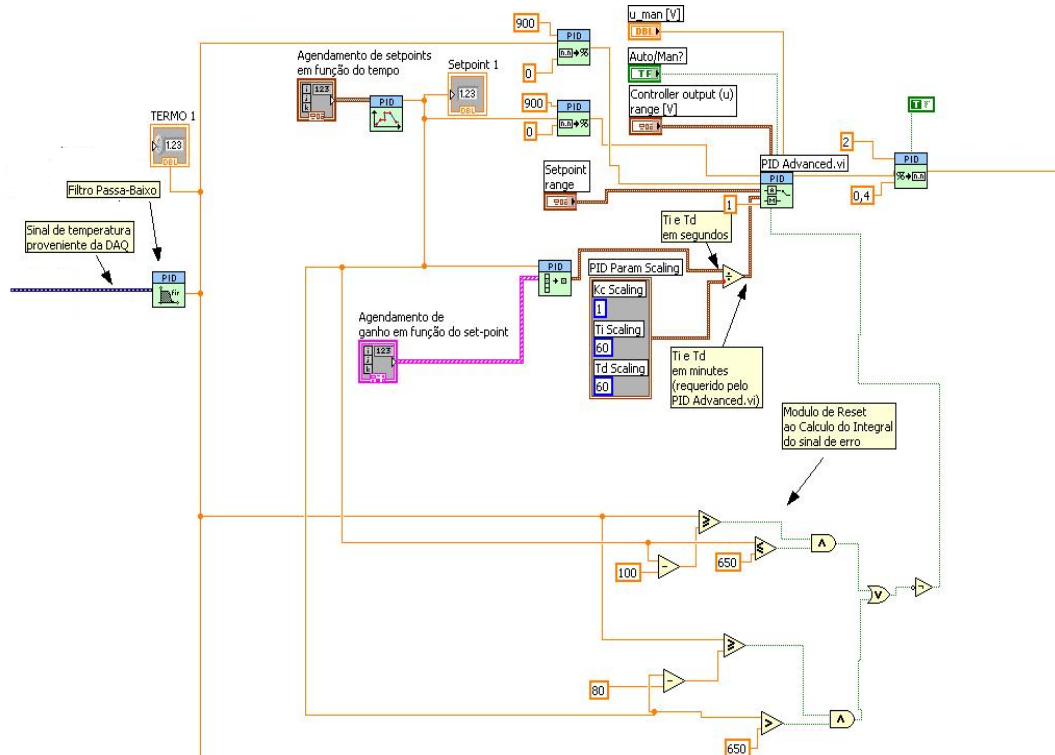
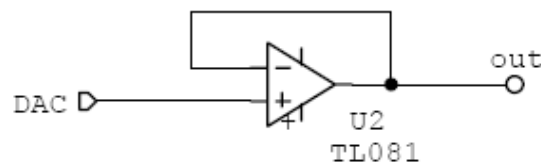


Figura 55 – Detalhe do VI desenvolvido para o controlo de temperatura

Inseriu-se o diagrama anterior, num ciclo de execução que tem como período um segundo. Após se proceder à leitura de temperatura do forno (com recurso ao Sub-VI ilustrado na figura 29), estes valores são filtrados por um filtro passa-baixo, por forma a reduzir o ruído. De seguida são apresentados de forma instantânea no painel frontal da aplicação por meio do indicador “termo1”. Estes valores são posteriormente convertidos para percentagem, num valor entre 0 e 100 por forma a constituírem a “*Process Variable*” do sistema, ou seja a variável que se pretende controlar e que irá ser aplicada à entrada correspondente do bloco que representa o controlador PID. A outra entrada do bloco PID, é a “*Setpoint Variable*”, ou seja a variável de referência (que será resultante de um agendamento ao longo do tempo previamente programado pelo utilizador através do painel frontal) do nosso sistema, que   também convertida num valor percentual entre 0 e 100, por forma a ser aplicada ao PID. Com base nestas duas entradas o compensador PID, gera um sinal também ele percentual, que é posteriormente convertido (pelo Sub-VI ligado à sua saída) num sinal de tensão dc, variável de 0.4 a 2V, (que corresponde a 100% da excursão do sinal de corrente requerido por cada triac, uma vez que estes requerem um sinal de corrente de 4 a 20mA e apresentam uma resistência de entrada de 100  [26]), que será gerado pela saída da DAQ e aplicado ao circuito representado abaixo [22].


 Figura 56 – Detalhe do circuito utilizado como *buffer* de tensão

Este circuito funciona como um *buffer* de tensão e é necessário devido ao facto de a DAQ (placa de aquisição e de geração de sinais) não ter corrente suficiente (4 a 20mA), para accionar os controladores de gate dos triacs de ambos os fornos. Assim existe um circuito idêntico para os triacs de ambos os fornos.

O esquema completo do diagrama de blocos desenvolvido em *Labview*, encontra-se no CD em anexo (anexo2).

#### 4.4 Construção do Bloco de Integral *Anti-Windup*

O fenómeno designado por “*windup*”, nos controladores PID, é um real e importante problema no controlo de muitos processos. Este pode acontecer, sempre que o compensador possua a acção integral sobre o sinal de erro. Quando o sinal de erro exhibe um valor que se estende por uma longa quantidade de tempo, o termo integral da acção do compensador, torna-se demasiado elevado o que pode levar o sinal do compensador à saturação. Uma vez que todos os actuadores têm as suas limitações (por exemplo o caudal que atravessa uma válvula é limitado pelas suas dimensões físicas) e como o controlador está a exigir ao actuador mais do que este pode fornecer ao sistema, vai existir uma diferença entre o sinal de controlo à saída do compensador e o sinal que o actuador aplica ao sistema. Quando isto acontece é como se o controlador, estivesse na realidade desligado do sistema, pois o sinal do actuador permanece igual (em coerência com o exemplo anterior, a posição da válvula permanece inalterada). Não reconhecendo este problema, o controlador, continua a calcular a integração numérica do sinal de erro, dando origem a um sinal de controlo ainda maior. Irá então decorrer muito tempo, até que toda a parcela de acção integral calculada, conduza novamente o sinal de saída do compensador, a valores abaixo dos limites de saturação. Este fenómeno designa-se usualmente por “*windup*”. Este, pode ter como consequência, um valor de sobre-elevação bastante elevado na resposta do sistema. A solução para este problema é o “*reset*” ao cálculo da parcela integral, ou seja, sempre que exista uma saturação da variável de controlo, deve iniciar-se a partir daquele instante um novo cálculo da parcela integral [12].

No VI desenvolvido anteriormente para o controlo da temperatura, este fenómeno foi levado em conta uma vez que se verificava por vezes, uma saturação da saída do controlador. Desta forma, a lógica adicional, que se pode observar no diagrama de blocos do VI desenvolvido para controlo da temperatura (figura 55), tem como função efectuar um “*reset*” ao cálculo da parcela relativa à acção integral do compensador. Este “*reset*”, é efectuado sempre que existe uma mudança no valor da variável de referência (“*Setpoint Variable*”) do sistema. Este módulo foi integrado num Sub-VI designado por “integral anti windup” tal como se verá mais à frente.

## 4.5 Construção do Bloco de Linearização da Potência de Saída

O sinal dc, gerado pelo bloco PID, é antes de ser gerado pela DAQ e aplicado ao circuito de “buffer”, aplicado ao conjunto de quatro blocos, designados na figura abaixo por fórmula, fórmula 2, fórmula3 e fórmula4, que constituem o linearizador de potência dos triacs, cujo estudo foi efectuado anteriormente.

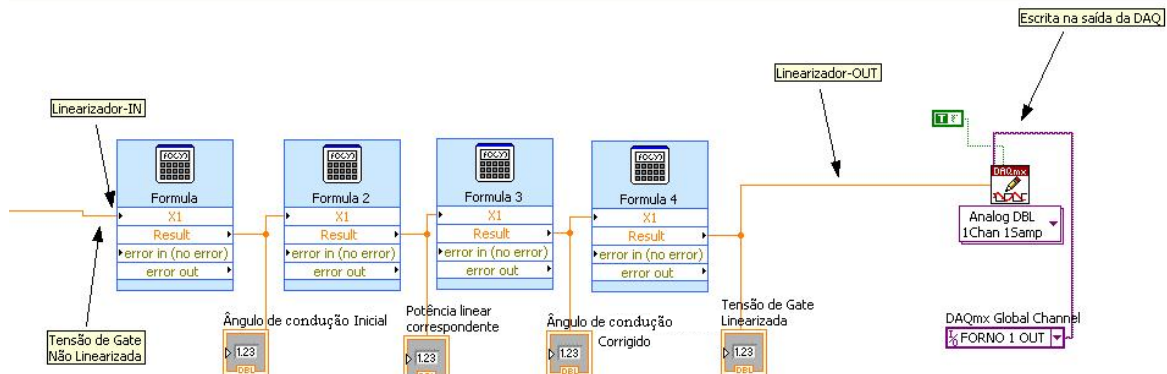


Figura 57 – Detalhe do diagrama de blocos desenvolvido para linearização da potência

Assim, ao entrar no primeiro bloco, o sinal dc (variável de 0.4 a 2V) é transformado no valor do ângulo correspondente da curva de potência não linearizada (curva a azul na figura 42), através da equação 4.6. De seguida esse valor, entra num segundo bloco, aonde é calculado qual o valor de potência linear (recta a verde na figura 43) que deveria estar a ser fornecida ao sistema naquele instante através da equação 4.4. Posto isto, o valor da potência corrigida, entra num terceiro bloco que através da expressão 4.5 calcula qual o novo ângulo (ângulo corrigido), correspondente a um novo ponto de funcionamento da curva azul. Finalmente esse valor entra num quarto bloco que através da expressão 4.7, converte o valor do novo ângulo num novo valor de tensão de gate a ser aplicada ao triac, por forma a que seja entregue ao sistema a potência correcta para aquele ângulo de condução.

Este conjunto de operações, é realizado para ambos os fornos, dado que estes possuem resistências idênticas e triacs também idênticos, permitindo assim que os triacs que os controlam, estejam ambos em funcionamento linear e forneçam aos dois fornos os valores de potência correctos. Este módulo foi integrado num Sub-VI designado por “LIN” tal como se verá mais à frente.

## 4.6 Determinação das Constantes do Compensador PID

Por forma a determinar os valores das constantes de funcionamento dos compensadores PID, aplicaram-se tal como descritas no capítulo anterior, a primeira regra de Ziegler-Nichols, seguida da primeira regra de Chien, Hrones e Reswick.

Dada a impossibilidade em por o sistema em oscilação, uma vez que estamos na presença de um sistema térmico (ou seja este não possui armazéns indutivos), não se aplicou a segunda regra de Ziegler-Nichols.

#### 4.6.1 Determinação das Constantes – Primeira regra de Ziegler-Nychols

Tal como descrito no capítulo anterior, com vista à determinação das constantes de calibração dos compensadores PID que actuam sobre os dois fornos, aplicou-se nesta fase a primeira regra de Ziegler-Nychols. Para tal aplicou-se ao sistema em malha aberta (desligando o compensador do sistema), à entrada do linearizador, um degrau unitário, fazendo um registo da temperatura do forno em função do tempo decorrido. O resultado obtido é representado na figura 58.

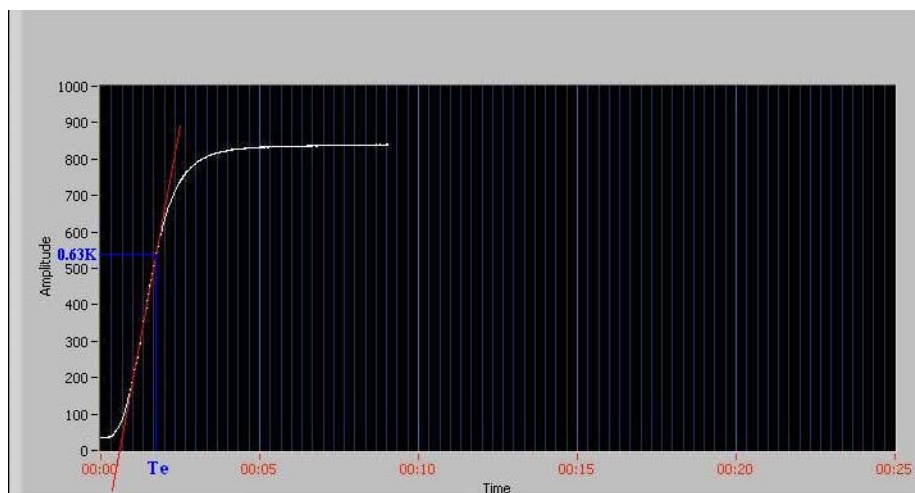


Figura 58 – Detalhe da curva em S obtida para a primeira regra de Ziegler-Nychols

Uma vez obtida a curva em S, que caracteriza o sistema, mediram-se sobre esta, os seguintes parâmetros:

$$L=T_1=38s$$

$$K=835^{\circ}C$$

Procedeu-se então à determinação dos instantes,  $T_e$  e  $T_a$ .

Determinação do instante  $T_e$

Determinando o valor  $0.63 \cdot K = 0.63 \cdot 835 = 526^{\circ}C$   
 Gráficamente através da figura anterior obtemos:

$$T_e \approx 105s$$

$$T_a = T_e - T_1 = 105 - 38 = 67s$$

Pela tabela 1, temos



$$K_p = \frac{1.2T_a}{L} = \frac{1.2 * 67}{38} = 2.12$$

$$T_i = 2 * 38 = 76 \text{ s}$$

$$T_d = 0.5 * 38 = 19 \text{ s}$$

#### 4.6.2 Determinação das Constantes – Regras de Chien, Hrones e Reswick

Uma vez obtida a curva em S, podem-se aplicar directamente as tabelas 3 e 4 correspondentes respectivamente à primeira e segunda regras de Chien, Hrones e Reswick.

Assim para a primeira regra, surgem os seguintes valores determinados com base na tabela 3 e tendo como especificação uma sobre-elevação de 0%.

Parâmetros do Compensador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0.3T_a}{LK}$	$\infty$	0
PI	$\frac{0.6T_a}{LK}$	4L	0
PID	$\frac{0.95T_a}{LK}$	2.4L	0.42L

Tabela 7 – Parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  para 0% de sobre-elevação da 1ª regra de Chien, Hrones e Reswick [1]

$$K_p = \frac{0.95T_a}{LK} = \frac{0.95 * 67}{38 * 835} = 0.00200$$

$$T_i = 2.4L = 2.4 * 38 = 91.2 \text{ s}$$

$$T_d = 0.42L = 0.42 * 38 = 15.96 \text{ s}$$

Aplicando agora a segunda regra, têm-se então os seguintes valores determinados com base na tabela 4, respeitando também eles a especificação de uma sobre-elevação de 0%.

Parâmetros do Compensador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{0.3T_a}{LK}$	$\infty$	0
PI	$\frac{0.35T_a}{LK}$	1.2T <sub>a</sub>	0
PID	$\frac{0.6T_a}{LK}$	T <sub>a</sub>	0.5L

Tabela 8 – Parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  para 0% de sobre-elevação da 2ª regra de Chien, Hrones e Reswick [1]

$$K_p = \frac{0.6T_a}{LK} = \frac{0.6 * 67}{38 * 835} = 0.00127$$

$$T_i = T_a = 38 = 67 \text{ s}$$

$$T_d = 0.5L = 0.5 * 38 = 19 \text{ s}$$

#### 4.6.3 Determinação das Constantes – Sintonia manual

Após obtenção de valores, para os parâmetros do compensador, por meio das regras acima descritas, tal como se descreve em [1], devem realizar-se vários ensaios práticos, que partindo dos valores encontrados teoricamente, permitam apurar os valores dos parâmetros do compensador, que permitam o seu perfeito e correcto funcionamento.

Na prática, e com vista a apurar estes parâmetros, procederam-se a vários ensaios, com o sistema anteriormente descrito, por forma a apurar os valores correctos de  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$ .

Uma vez que o comportamento de decaimento da temperatura é exponencial [21], o seu decaimento no sistema, ocorre a uma taxa bastante mais elevada para temperaturas altas do que para temperaturas baixas. Isto faz com que exista a necessidade da determinação de diferentes parâmetros, para diferentes patamares de temperatura. Posto isto, efectuaram-se vários testes, por forma a determinar os valores dos parâmetros que o compensador deverá assumir, para os três valores de temperatura utilizados no processo de análises relativo ao método termo-óptico, ou seja para 200, 650 e 850°C respectivamente. Para a determinação destes parâmetros, foram levados em conta os conceitos de sintonia manual de compensadores PID [1], apresentados na tabela abaixo.

Resposta ao grau	Tempo de crescimento	Sobre elevação	Tempo de estabelecimento	Erro em regime estacionário
Aumentando $K_p$	diminui	aumenta	pequena variação	diminui
Aumentando $K_i$	diminui	aumenta	aumenta	elimina
Aumentando $K_d$	pequena variação	diminui	diminui	pequena variação

Tabela 9 – Efeito das modificações nos parâmetros de um compensador PID sobre a resposta do sistema [1]

Ao utilizar a tabela acima, tem de levar-se em conta que  $T_i = \frac{K_p}{K_i}$  e que  $T_d = \frac{k_d}{K_p}$ . Logo uma vez que através da aplicação de controlo desenvolvida em *Labview*, os parâmetros de sintonia do compensador PID, são,  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$ , ou seja em vez dos parâmetros  $K_i$  e  $K_d$  presentes na tabela acima, existem os parâmetros  $T_i$  e  $T_d$  respectivamente, tem de se ter em conta que se, se pretender aumentar o valor de  $K_i$  do compensador (por forma a realizar um dos efeitos descritos na tabela acima, sobre a resposta do sistema), deve na verdade proceder-se a uma diminuição do seu parâmetro  $T_i$ . Já quando se pretender aumentar o valor de  $k_d$ , deve proceder-se ao aumento do parâmetro  $T_d$ .

#### 4.6.3.1 Determinação das Constantes – Sintonia manual – T=200 C

Com base nos valores teóricos obtidos anteriormente, para os parâmetros do compensador PID, efectuou-se um primeiro ensaio, para uma temperatura de 200 C. Para este teste, os valores escolhidos foram,  $K_p=1.2$ ,  $T_i=90s$  e  $T_d=250s$ . O resultado obtido é mostrado na figura 59.

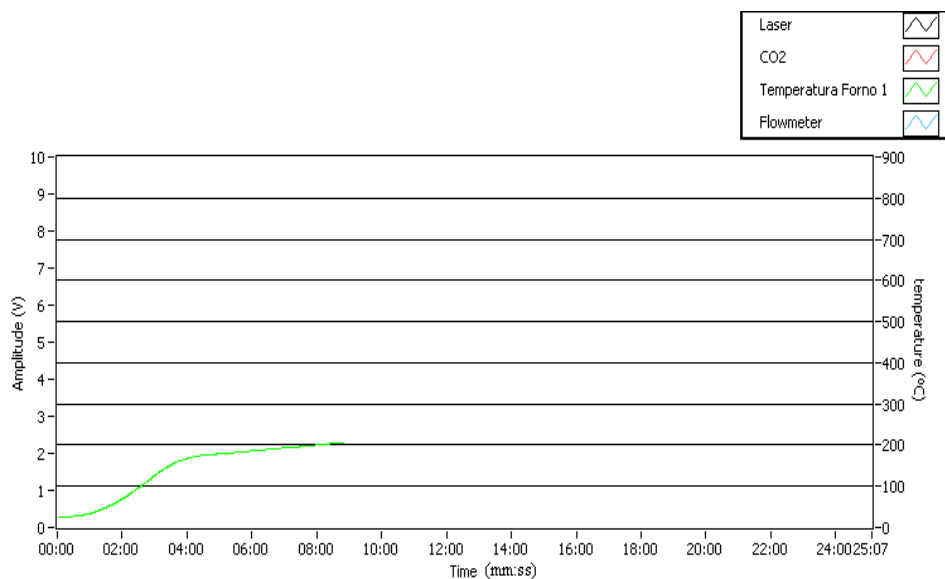
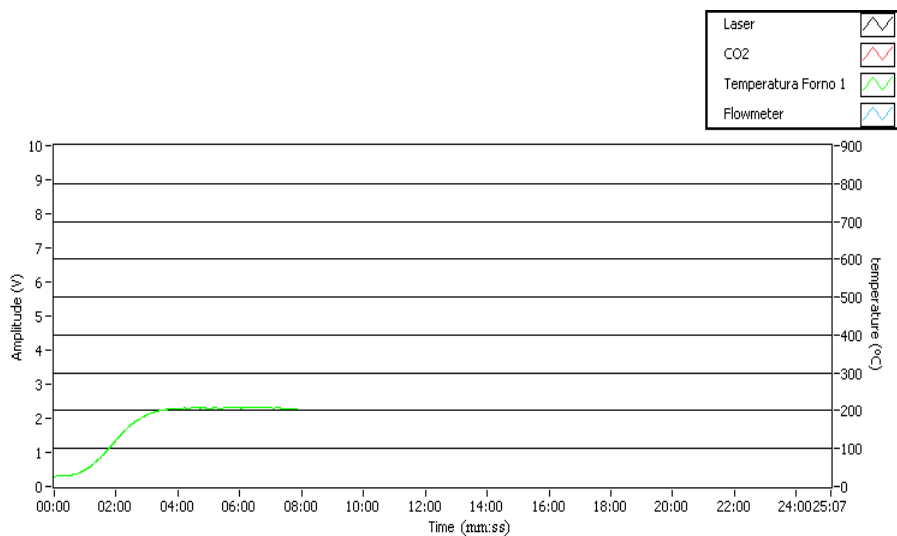


Figura 59 – Resposta para SP=200 C, com  $K_p=1.2$ ,  $T_i=90s$  e  $T_d=250s$

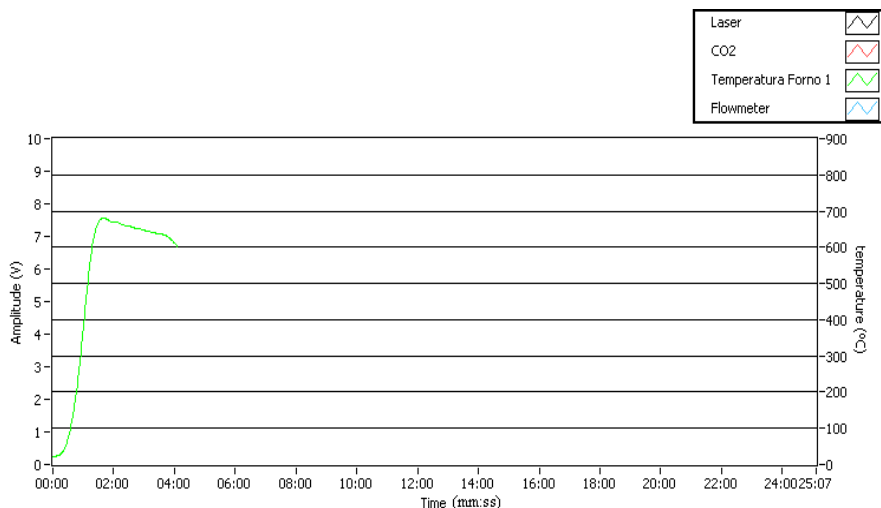
Por forma a aperfeiçoar a resposta, tentou diminuir-se o tempo de crescimento da mesma. Isto foi feito tal como indica a tabela, através de um aumento do parâmetro  $K_p$  e de uma diminuição do parâmetro  $T_i$ . Assim para  $K_p=0.8$ ,  $T_i=58s$  e  $T_d=250s$ , obteve-se a curva de temperatura ilustrada na figura 60.


 Figura 60 – Resposta para SP=200 C, com  $K_p=0.8$ ,  $T_i=58s$  e  $T_d=250s$ 

Considerando este resultado como satisfatório, avançou-se para a sintonia noutros valores de temperatura.

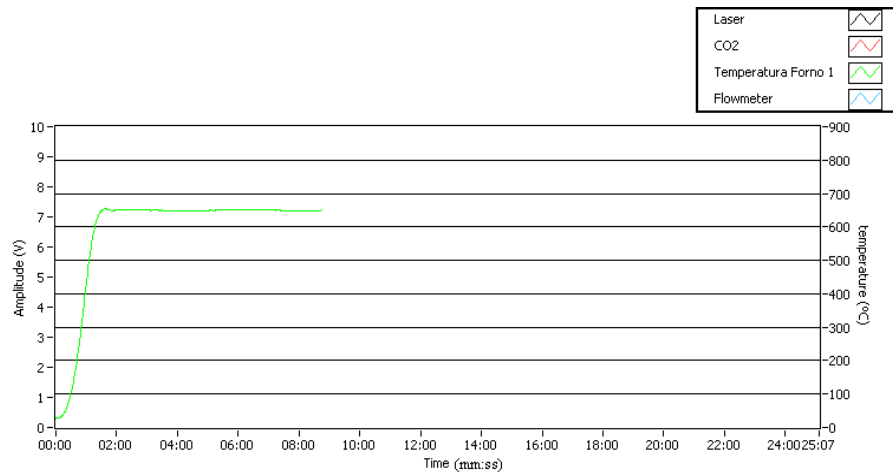
#### 4.6.3.2 Determinação das Constantes – Sintonia manual – T=650 C

Para a determinação do valor das constantes, para o correcto funcionamento do compensador PID, para uma temperatura de 650 C, procedeu-se tal como para o patamar de temperatura de 200 C. Para este teste os valores utilizados foram  $K_p=2.5$ ,  $T_i=40s$  e  $T_d=250s$ . Obteve-se o resultado ilustrado na figura 61.


 Figura 61 – Resposta para SP=650 C, com  $K_p=2.5$ ,  $T_i=40s$  e  $T_d=250s$ 

Por forma a reduzir a sobrelevação e a diminuir o erro em regime estacionário, diminuiu-se o ganho proporcional,  $K_p$ , e diminuiu-se o  $T_i$ , respectivamente.

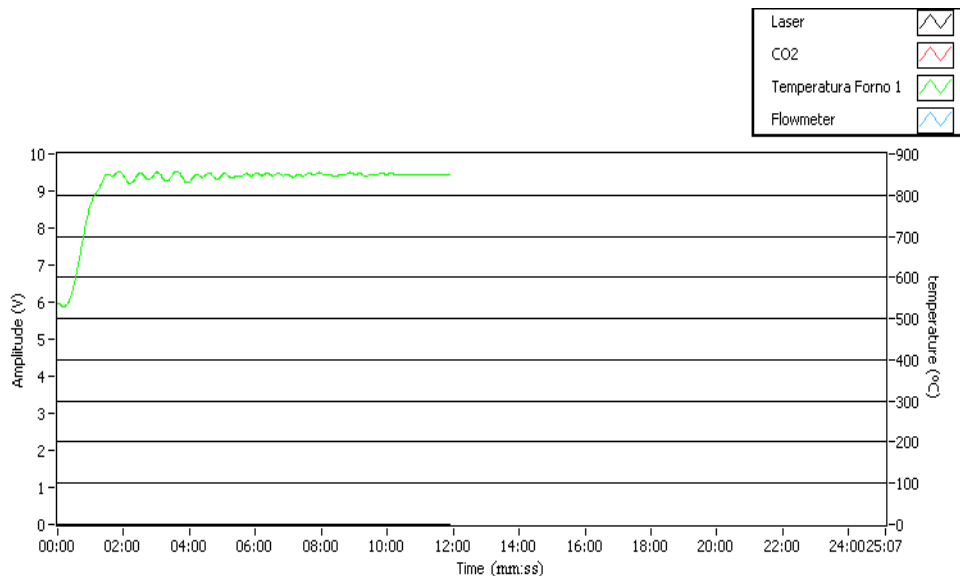
Assim para  $K_p=2.3$ ,  $T_i=6s$  e  $T_d=240s$  obteve-se a seguinte resposta.


 Figura 62 – Resposta para SP=650 C, com  $K_p=2.3$   $T_i=6s$  e  $T_d=240s$ 

Como se pode observar pela figura 62, conseguiu obter-se um valor  st vel de temperatura ao longo do tempo em torno do valor de temperatura pretendido de 650 C.

#### 4.6.3.3 Determinação das Constantes – Sintonia manual – T=850 C

Para a determinação do valor das constantes, para o correcto funcionamento do compensador PID, para uma temperatura de 850 C, procedeu-se tal como para o patamar de temperatura de 200 C. Para este teste utilizaram-se inicialmente os valores  $K_p=6$ ,  $T_i=4s$  e  $T_d=250s$ . Obteve-se o resultado ilustrado pela figura 63.


 Figura 63 – Resposta para SP=850 C, com variação dos parâmetros  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$ 

Numa primeira fase da resposta, tal como pode constatar-se pela figura acima, a resposta teve um valor de pico que não ultrapassou o valor temperatura pretendido o que

indica que não existe sobre elevação da resposta. No entanto a resposta sofria de oscilações permanentes em torno do valor de temperatura pretendido. Resolveu-se este problema através de uma tentativa de eliminação do erro estacionário, aumentando (tal como sugere a tabela 9) o valor do ganho de integração  $K_i$  o que na prática se traduz numa diminuição do valor do tempo de integração  $T_i$  do sistema. Tentou-se também, com recurso à mesma tabela diminuir o tempo de estabelecimento da resposta. Recorreu-se para tal ao aumento do tempo de derivação,  $T_d$ . Chegou-se por fim aos valores de  $K_p=6.5$ ,  $T_i=0.8s$  e  $T_d=170s$ , obtendo-se uma estabilização da resposta em torno do valor da variável de referência pretendido de 850 C, tal como se pode constatar pela figura 63.

## 4.7 Resultados

Uma vez encontradas, as constantes  $K_p$ ,  $T_i$  e  $T_d$  do compensador PID, para os valores de temperatura, utilizados pelo método termo-óptico, anteriormente descrito, elaborou-se o programa de temperaturas, tal como é utilizado pelo método termo-óptico através do agendamento ao longo do tempo, dos diferentes valores que a “Setpoint Variable” deverá tomar ao longo do tempo, na aplicação construída em Labview.

Feito isto, o resultado obtido, após a realização do programa de temperaturas é mostrado na figura 64.

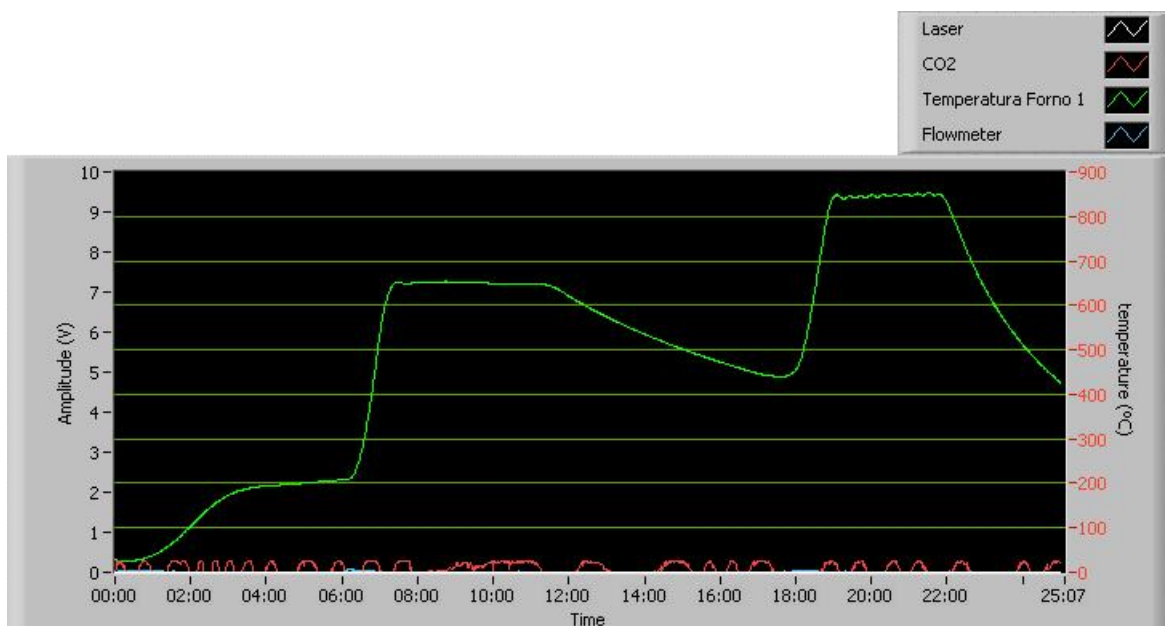


Figura 64 – Resultado final obtido para o programa de temperaturas do método termo-óptico

Tal como se pode comprovar, por comparação com a figura 40, este resultado comprova o correcto funcionamento do compensador PID, nos diferentes patamares de temperatura que caracterizam este método de análise.

## Capítulo 5

### 5 Módulos de Controlo do Laser e Detector

#### 5.1 Introdução

Com vista a substituir o módulo formado pelo conjunto laser-*chopper*-detector-amplificador *lockin*, por um sistema menos complexo e totalmente controlado pela aplicação desenvolvida em *Labview*, procedeu-se à inclusão na aplicação desenvolvida anteriormente para o controlo da temperatura, de um algoritmo já executado em [22], que consiste em gerar um sinal modulado em amplitude, com frequência de 1kHz. Este sinal actuará sobre um laser próprio para o efeito (“*Lasiris SNF Modulated laser*” da *StockerYale Incorporated*), ou seja um laser que permite a modulação em amplitude do feixe que emite. Este apresenta um comprimento de onda da ordem dos 635nm e máxima potência de 5mW [24]. O resultado será assim a obtenção de um sinal de laser pulsado, tal como era obtido pelo conjunto laser-*chopper*, de frequência 1kHz. O detector utilizado, foi o utilizado em [14] e consiste num fotodíodo de avalanche (“*Si S5343 Avalanche Photodiode*” da *Hamamatsu*) [23]. Por forma a restringir o ruído, proveniente de fontes de luz externas, montou-se o fotodíodo, sobre uma lente de comprimento de onda de 635 nm, que permite assim filtrar a radiação com comprimentos de onda indesejados.

É de referir, que contrariamente ao representado no esquema da figura 26, na montagem efectuada nesta dissertação, o conjunto laser-detector, foi colocado, de forma a que o feixe do laser atravessa perpendicularmente o tubo de quartzo que constitui os fornos do sistema, tal como ilustra a figura seguinte.

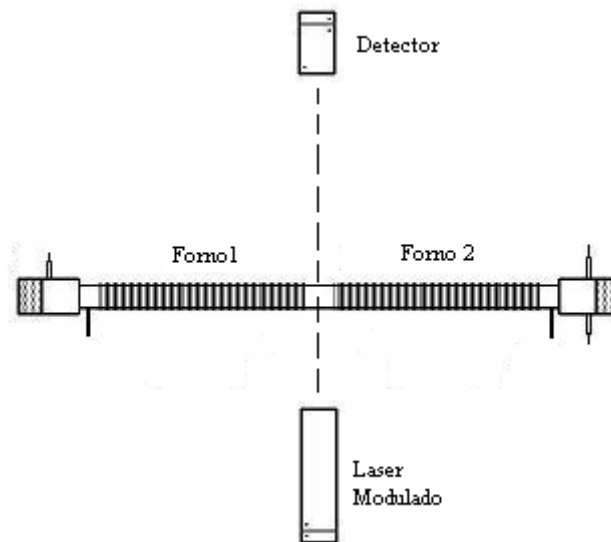


Figura 65 – Disposição do conjunto laser-detector na actual montagem prática



Para melhor percepção de todo o sistema pode observar-se a figura de grandes dimensões, em anexo (anexo 3), que ilustra a montagem de todo o sistema prático existente.

## 5.2 Laser

Tal como já foi referido anteriormente, o laser utilizado, tem como intuito substituir o conjunto de equipamentos formados por um laser de He-Ne e um *chopper* mecânico. Este último tem como função, pulsar o sinal proveniente do laser mecanicamente, recorrendo para isso a um disco perfurado que roda com velocidade constante. O sinal do laser, ao incidir neste disco perfurado, dá origem ao sinal modulado em amplitude. O novo laser, será modulado através de um sinal gerado via *Labview*. A figura 66 ilustra o antigo sistema mecânico a substituir.

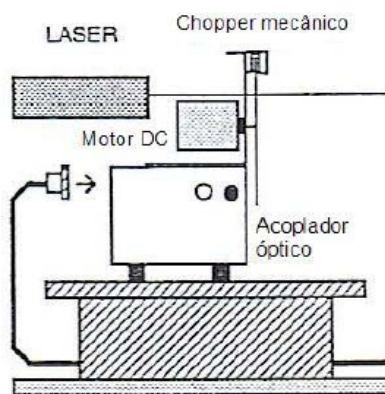


Figura 66 – Conjunto Mecânico laser-chopper [14]

### 5.2.1 Laser – Modulação do Sinal

Inseriu-se no diagrama de blocos da aplicação de controlo, o conjunto de Sub-VIs representado na figura 67, com vista a gerar através da placa DAQ um sinal para estabelecer a modulação do sinal emitido pelo laser. Este conjunto de Sub-VIs já tinha sido desenvolvido anteriormente [22].

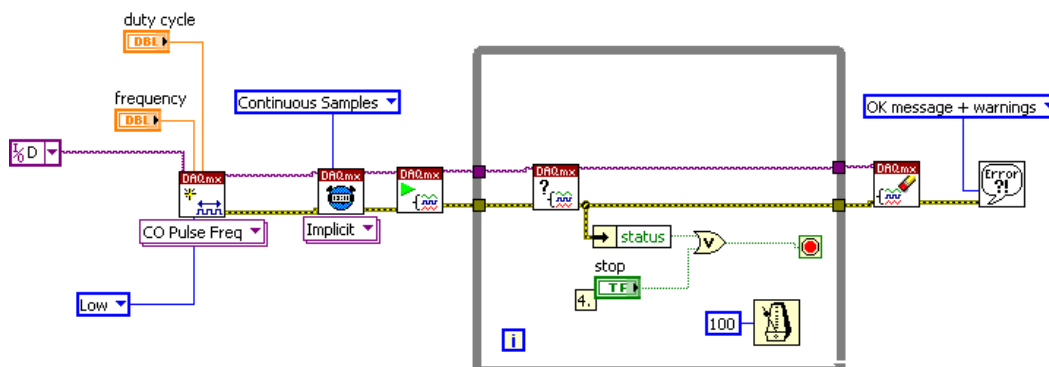


Figura 67 – Conjunto de Sub-VIs utilizado para modular em amplitude o sinal do laser [22]

Este conjunto de Sub-VIs, gera com recurso ao *timer* interno da DAQ, uma onda quadrada cuja amplitude pode variar entre 0 e 5V. Pode ainda ser escolhido o *duty-cycle* e a frequência da mesma. O sinal gerado pelo diagrama de blocos acima, é depois aplicado à entrada própria para o efeito do laser, através de uma saída analógica da DAQ.

### 5.2.2 Laser – Potência Fornecida

Consoante a operação do laser seja em modo contínuo, ou em modo pulsado, a potência fornecida por este varia segundo a curva ilustrada na figura 68.

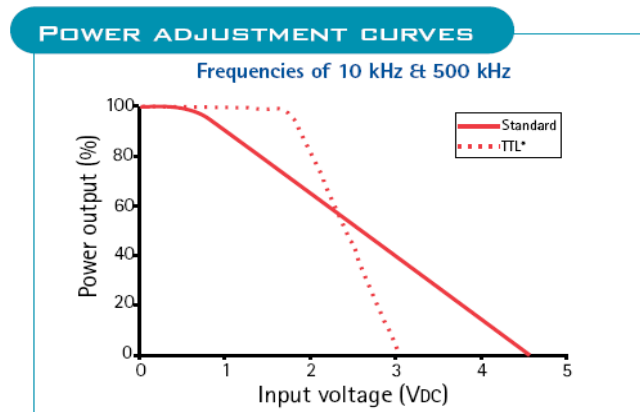


Figura 68 – Potência fornecida pelo laser em função do modo de operação [24]

Uma vez que se pretende que a potência de saída emitida pelo laser, seja a máxima possível, configurou-se através do programa “*Measurement & Automation Explorer*”, a saída analógica da placa DAQ para que o valor de amplitude da onda gerada fosse de 2V [24].

### 5.3 Detector

O detector utilizado foi tal como referido anteriormente, um fotod dio de avalanche já utilizado em [14]. Os APD’s (“*Avalanche Photodiodes*”), são fotod dios de alta sensibilidade e com tempos de resposta muito pequenos. Este tipo de fotod dios têm a particularidade de possuir um mecanismo de ganho interno quando estão inversamente polarizados. Os APD’s conseguem assim medir intensidades de luz muito pequenas e podem ser utilizados em diversas aplicações que requerem elevada sensibilidade tal como comunicações ópticas a longa distância. O fotod dio utilizado apresenta a resposta espectral ilustrada na figura 69 [23].

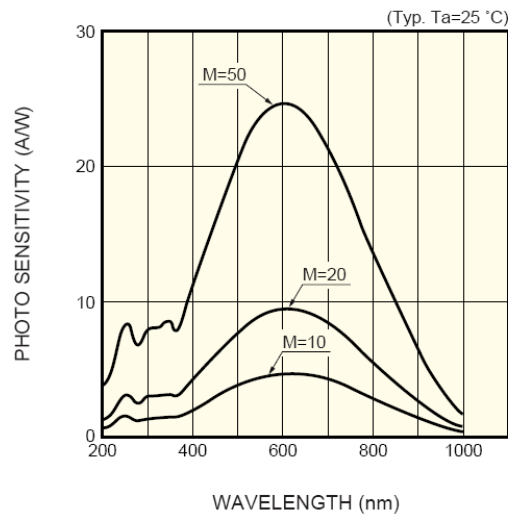


Figura 69 – Resposta espectral do fotodiodo de avalanche [23]

Pela figura anterior, pode constatar-se que, o detector apresenta um pico de sensibilidade na região dos 620nm, o que o torna adequado para a aplicação em causa, uma vez que o laser tem um comprimento de onda na ordem dos 635nm.

### 5.3.1 Detector – Circuito de Polarização

Os fotodiodos de avalanche, podem ser utilizados da mesma forma que um fotodiodo normal, à excepção de que é requerida uma tensão de polarização inversa, que pode ser elevada. Estes, consomem geralmente uma quantidade de energia considerável para a sua operação relativamente aos fotodiodos normais. Para lidar com este facto, é geralmente utilizada uma resistência de protecção no circuito de polarização ou em alternativa, pode ser utilizado um circuito de limitação da corrente de funcionamento.

É geralmente utilizado para leitura, um circuito de baixo ruído e elevada impedância. O ganho deste tipo de fotodiodos é altamente dependente com a temperatura. É portanto desejável que o dispositivo não esteja exposto a variações de temperatura sob pena de uma mudança no seu desempenho [23].

O circuito utilizado para polarização do fotodiodo de avalanche é o ilustrado na figura 70 [22].

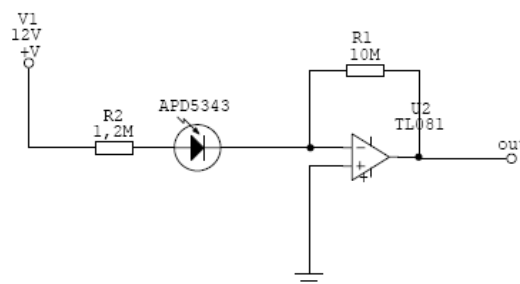


Figura 70 – Circuito de polarização utilizado para o fotodiodo de avalanche [22]

A resistência R2, destina-se a limitar a corrente que é fornecida ao diodo e tal como sugerido em [23], deve ser de valor superior a  $1M\Omega$ .

## 5.4 Amplificador de *Lock-In*

O amplificador de *lock-in* é um equipamento responsável por gerar um sinal DC entre 0 e 10 V proporcional à componente ac do sinal de saída do detector fotoelétrico, rejeitando o ruído adicional captado no detector, originado por fontes de luz externas indesejáveis [22].

Para o substituir, foi utilizado o Sub-VI “filtro iir”, ilustrado na figura 71, em conjunto com o código apresentado na figura 73, ambos já desenvolvidos anteriormente [14]. O Sub-VI designado por “filtro iir”, é apresentado em detalhe na figura abaixo.

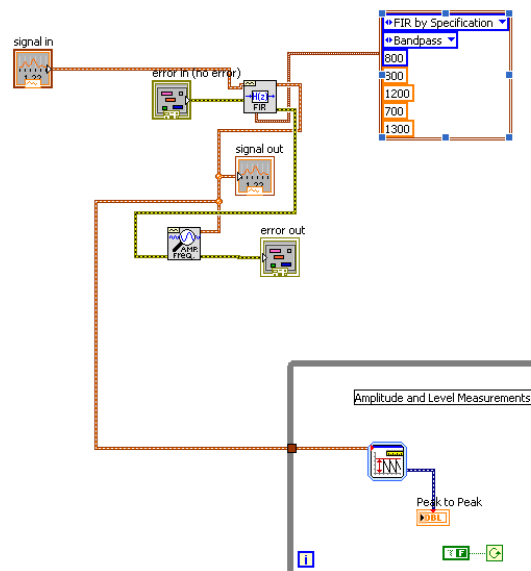


Figura 71 – Detalhe do Sub-VI “filtro iir” utilizado para substituição do amplificador de *lock-in* [14]

Este Sub-VI, consiste na filtragem do sinal proveniente do detector através de um filtro IIR (“*Infinite Impulse Response*”), passa-banda, cujas frequências de corte inferior e superior estão em torno de 1Khz. Pode ver-se a resposta deste filtro na figura 72 [14].

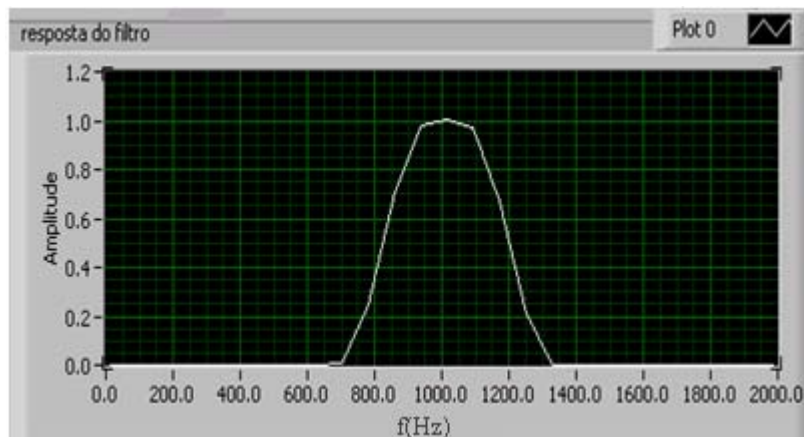


Figura 72 – Detalhe da resposta do filtro passa-banda [14]

O Sub-VI apresentado anteriormente, é invocado 6 vezes seguidas através de um ciclo *for*, para posteriormente se obter uma média dos 6 valores obtidos referentes à amplitude do sinal ac gerado pelo detector, tal como mostra a figura abaixo [14].

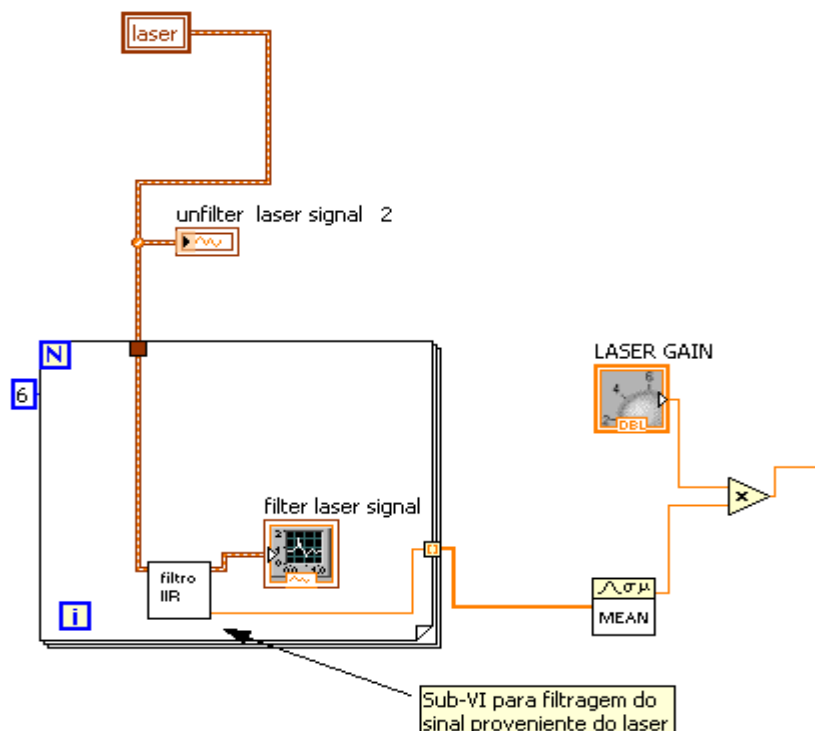


Figura 73 – Detalhe do código que invoca o Sub-VI “filtro iir” [14]

Tal procedimento é necessário de forma a minimizar pequenos *ripples* do sinal provenientes do detector [14]. Quando o sinal dc resultante sofrer atenuações, devido à introdução de filtros de carbono particulado no caminho entre o laser e o detector, este pode ser multiplicado por uma constante, ajustada pelo utilizador na aplicação de controlo, através de um interruptor variável (figura 73) designado por “laser gain” [22].

## 5.5 Resultados

Após introdução na aplicação construída para o controlo de temperatura, dos módulos relativos à parte óptica do sistema descritos anteriormente, obteve-se num primeiro teste, sem nenhuma amostra no sistema, o resultado ilustrado pela figura 74.

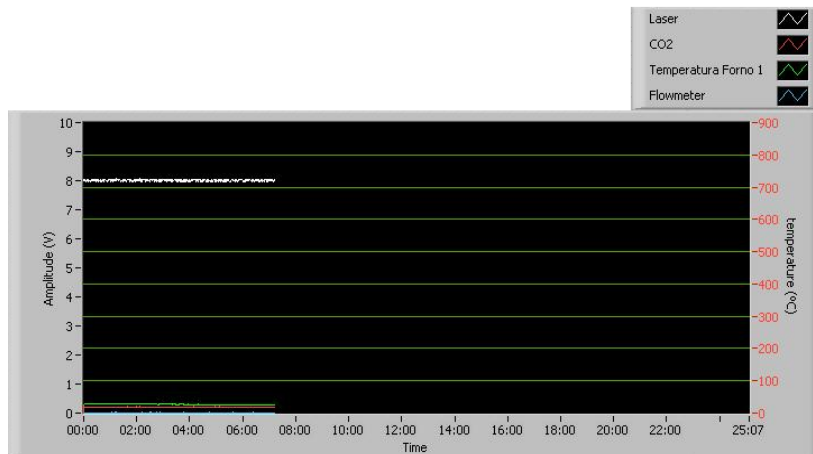


Figura 74 – Resultados para a inclusão do módulo óptico sem amostra

Realizado o mesmo teste, mas agora, introduzindo uma amostra branca (com total ausência de carbono negro) no sistema, temos o resultado ilustrado na figura 75.

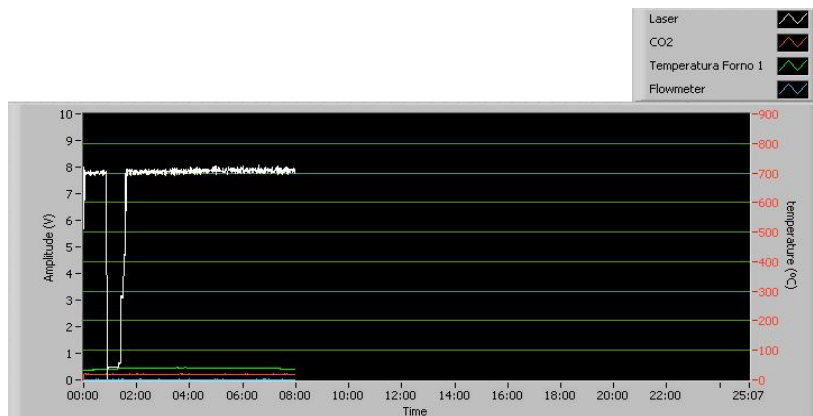


Figura 75 – Resultados para a inclusão do módulo óptico com amostra

Ao introduzir a amostra branca no forno 1, de modo a que esta estivesse no caminho entre o laser e o detector, verificou-se, um decaimento na amplitude do sinal de correspondente ao detector, tal como se pode verificar pela figura 75. Verificando este decaimento, utilizou-se a funcionalidade de ganho do sinal gerado pelo fotodetector [22] (designada na aplicação final, como “laser gain”), para aumentar o ganho de modo a atingir novamente valores de sinal, da ordem dos inicialmente obtidos sem amostra (figura

75). Para que o valor do sinal recupera-se o seu nível inicial, foi necessário multiplicá-lo por uma constante de 100 (ou seja seleccionar no painel frontal da aplicação de controlo “laser *gain*=100”).

Efectuou-se ainda um teste, com o intuito de apurar qual a influencia, das variações de temperatura no sinal gerado pelo detector. Para tal, efectuou-se um teste de temperatura com o sistema já desenvolvido, registando em simultâneo o sinal de temperatura e o sinal do laser. Este teste foi efectuado sem qualquer amostra no forno. O resultado é ilustrado na figura 76.



Figura 76 – Interferência da temperatura no sinal do detector

## Capítulo 6

### 6 Aplicação Final

#### 6.1 Painel Frontal

A aplicação final, contempla o controlo de temperatura de ambos os fornos do sistema de análises, bem como o controlo da parte óptica do sistema, ou seja do sinal a aplicar ao laser por forma a modula-lo em amplitude e também do tratamento do sinal gerado pelo detector quando este está na presença do feixe modulado do laser.

Do lado esquerdo e do lado direito do painel frontal da aplicação, podem observar-se respectivamente para o forno 1 e para o forno 2, os controlos para o agendamento das variáveis que constituem as constantes do controlador PID bem como da variável *setpoint* (variável de referencia). A variável *setpoint* é agendada em função do tempo e as variáveis relativas às constantes do controlador PID em função da variável de *setpoint* (variável de referência).

Foram ainda incluídos nesta aplicação, dois canais, sendo que um deles serve para medir o sinal de tensão dc, proveniente do medidor de CO<sub>2</sub> e o outro para, medir a o sinal dc, proveniente do medidor de caudal mássico ou “*flowmeter*” tal como efectuado em [22]. Os seus indicadores estão localizados no canto inferior esquerdo do painel frontal da aplicação.

Assim, o aspecto da aplicação final é o ilustrado na figura seguinte.

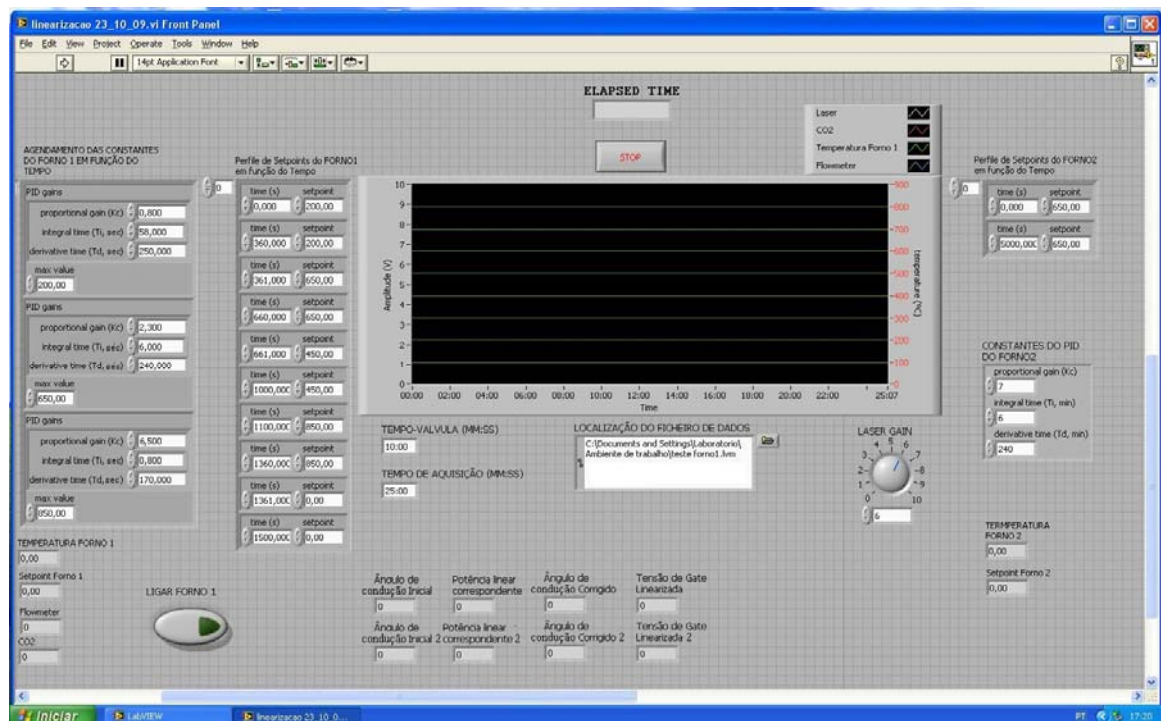


Figura 77 – Imagem do painel frontal da aplicação de controlo final

Na figura que ilustra o painel frontal (figura 77) pode ainda ver-se o interruptor, que permite ao utilizador, ligar ou desligar o forno 1. Esta opção deverá ser tomada,



quando existir necessidade de ligar somente o forno 2, de modo a estabilizar antes de iniciar a análise a sua temperatura nos 650°C (na qual permanecerá durante toda a análise), ligando apenas depois o forno 1, por forma a dar início à análise.

Pode ainda observar-se o interruptor variável do ganho aplicado ao sinal de relativo ao fotodetector, designado por “*laser gain*” [22]. Tal como já referido anteriormente, este permite, a multiplicação dos valores deste sinal, por uma constante, que serve de factor de escala de modo a que estes valores possam ser visualizados no gráfico multi-variável construído na aplicação. A amplitude deste sinal pode ser lida, através escala de 0-10V (escala do lado esquerdo do gráfico). Este sinal será observado em conjunto com os sinais de do medidor de CO<sub>2</sub> e do medidor de caudal mássico e ainda com o valor da temperatura do forno 1 (que pode ser lida na escala de temperatura do lado direito do mesmo gráfico).

Na parte inferior do painel frontal da aplicação pode ainda seleccionar-se a localização do ficheiro de registo de dados, bem como o tempo de aquisição (tempo que deverá demorar a análise) e ainda o tempo que deverá decorrer até que se dê a abertura da válvula de entrada de ar no forno 1, que dará início à segunda fase da análise. Podem ainda observar-se na parte inferior do painel, os indicadores dos valores relativos do ângulo de condução, potência linear correspondente, ângulo de condução corrigido e tensão de gate linearizada, relativos à linearização da potência de cada um dos fornos.

Finalmente na parte superior do painel frontal, existe um indicador do tempo decorrido designado por “*ELAPSED TIME*” e um interruptor designado por “*STOP*” que permitirá ao utilizador terminar em qualquer instante a análise. De notar que não existe por uma razão de segurança, nenhuma outra forma de parar a aplicação para além deste interruptor, de modo a forçar o utilizador a utiliza-lo caso pretenda terminar a aplicação. Isto permite garantir que são executadas imediatamente antes do fim da análise todas as rotinas de limpeza dos *buffers* da placa DAQ, garantindo assim que os tiristores de ambos os fornos não ficam em condução e garantindo ainda que deixa de ser aplicado o sinal de modulação ao laser.

## 6.2 Diagrama de Blocos

Na construção da aplicação de controlo final, criaram-se vários Sub-VI's. Estes permitem diminuir o número de ligações visíveis no VI principal, tornando o seu diagrama de blocos mais simples, facilitando assim a sua compreensão. A figura 78, ilustra uma parte do diagrama de blocos da aplicação desenvolvida, aonde se podem identificar alguns dos Sub-VIs criados.

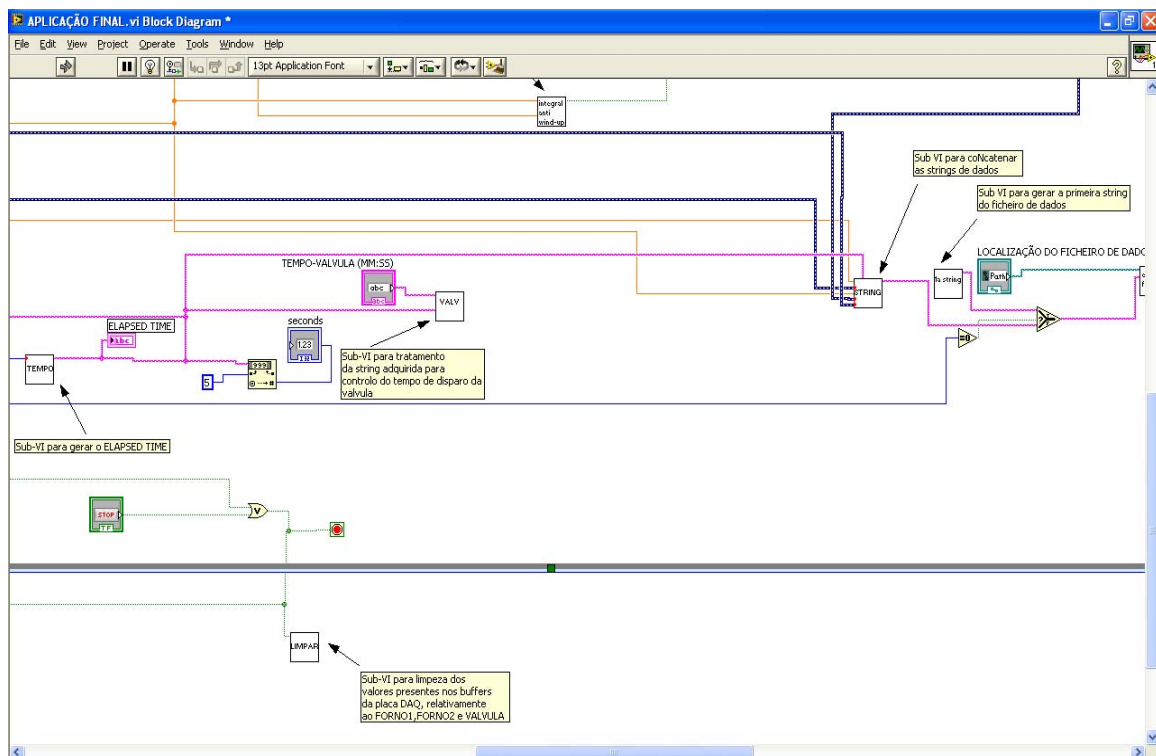


Figura 78 – Imagem do diagrama de blocos da aplicação de controlo final

Os Sub-VIs desenvolvidos, bem como o seu funcionamento é descrito abaixo.

**Sub-VI “TEMPO\_AQUIÇÃO”** – No diagrama de blocos principal, corresponde ao bloco “AQUI”. Tem duas entradas, sendo uma o tempo de análise (definido pelo utilizador) e a outra o tempo já decorrido (fornecido pelo Sub-VI “TEMPO”). A sua saída, é um sinal lógico, que poderá terminar ou não automaticamente a aplicação, conforme o tempo decorrido, iguale ou não o tempo estabelecido pelo utilizador.

**Sub-VI “TEMPO”** – Corresponde no diagrama de blocos principal ao bloco “TEMPO”. É responsável por transformar as iterações do ciclo principal do programa, no formato de tempo convencional, ou seja no formato mm:ss, aonde mm e ss representam respectivamente os minutos e os segundos de análise decorridos.

**Sub-VI “LIMPAR”** – É representado no diagrama de blocos principal, pelo bloco “LIMPAR”. É o Sub-VI responsável pela execução das rotinas de “limpeza” dos *buffers* da placa DAQ.

Sub-VI “STRINGS” – É representado no diagrama de blocos principal, pelo bloco “STRING”. É o Sub-VI responsável pela conversão para o formato “string”, dos valores das várias grandezas a registar durante a análise, tais como temperatura, valor do sinal correspondente à transmitância óptica do filtro, valor do sinal de CO<sub>2</sub> e valor do sinal correspondente ao caudal mássico. Após converter esses valores para o formato “string”, este Sub-VI, faz ainda a concatenação das várias “strings” por forma a serem escritas no ficheiro de registo de dados.

Sub-VI “string\_inicial\_ficheiro” – É responsável por gerar a “string” que servirá de cabeçalho, ao ficheiro de registo de dados, que identificará as várias grandezas registadas em cada coluna do ficheiro de dados. Corresponde no diagrama de blocos principal ao bloco designado por “1a string”

Sub-VI “escrita no ficheiro” – É o Sub-VI responsável pela criação e escrita no ficheiro de registo dados. Tem apenas duas entradas, sendo uma a “string” a escrever no ficheiro e a outra a localização do ficheiro, que será passada pelo utilizador através do painel frontal da aplicação principal. É representado no diagrama de blocos pelo bloco “escrita ficheiro”.

Sub-VI “Controlo da válvula” – Tem duas entradas e uma saída. Uma das entradas é o tempo de análise já decorrido (fornecido pelo Sub-VI “TEMPO”). A outra entrada é um valor passado pelo utilizador através do painel frontal, que indica o tempo ao fim do qual deverá ser ligada a válvula (que permitirá a entrada de ar no sistema). Ao comparar as duas entradas, este Sub-VI, gera um sinal lógico, que será convertido pela placa DAQ num sinal digital e que por sua vez fará ligar ou desligar a válvula. É no diagrama de blocos principal, o bloco designado por “VALV”

Sub-VI “integral\_anti\_windup” – Este Sub-VI, recebe como entradas, a variável de referência ou “setpoint”, e a temperatura e tem como saída um sinal lógico. Tal como descrito anteriormente, a sua função, é transmitir à aplicação principal, um sinal lógico, que indicará ao bloco “PID Advanced” contido nesta, quando deverá proceder ao “reset” no cálculo da componente integral da acção de compensação. É representado no diagrama de blocos pelo bloco “integral anti windup”.

Sub-VI “LINEARIZADOR” – É o Sub-VI que recebe como entrada o sinal de saída do compensador PID imediatamente após este ser convertido de percentagem para um valor em volts. Tem como função gerar a partir do sinal de tensão na sua entrada um sinal de tensão na sua saída, que aplicado à gate do tiristor respectivo, conduza à linearização da potência fornecida às resistências dos fornos. Corresponde no diagrama de blocos principal, ao bloco designado por “LIN”.

## Capítulo 7

### 7. Conclusões e Trabalho Futuro

Por comparação da figura 64 com a figura 40, pode concluir-se, que os resultados obtidos para o controlo de temperatura são bastante satisfatórios, uma vez que o programa de temperaturas executado pela aplicação desenvolvida é muito semelhante ao executado pelo sistema constituído por PIDs electrónicos (figura 40). Apesar disso, observando o patamar de temperatura dos 850°C (figura 64) realizado pelo sistema desenvolvido, pode observar-se uma ligeira variação da temperatura. Tal facto pode explicar-se devido ao comportamento de queda exponencial apresentada pela temperatura. Ou seja para temperaturas muito elevadas, esta sofre um decréscimo a uma taxa muito maior do que para valores baixos. Este comportamento exponencial pode ser explicado recorrendo a uma analogia entre sistemas térmicos e eléctricos, já que estes são equivalentes. Assim sendo, a corrente, tensão, resistência e capacidade num sistema eléctrico, são equivalentes respectivamente ao calor, temperatura, resistência térmica e capacidade térmica num sistema térmico. Logo observar o decaimento exponencial da tensão num condensador eléctrico carregado a uma determinada tensão, é equivalente a observar o decaimento exponencial da temperatura num corpo a uma dada temperatura. Uma vez que o tempo em que ocorrem estas quedas (a temperaturas elevadas), é inferior a um segundo, que é o tempo de amostragem da aplicação de controlo criada, estas variações não são levadas em conta, na acção de compensação efectuada pelo compensador PID, tornando assim impossível a adequação do sinal de controlo que este produz a estas. Estas variações são no entanto de cerca de  $\pm 3^\circ\text{C}$ , o que faz com que não sejam significativas para a análise em questão.

Relativamente à parte óptica do sistema, observando e comparando as figuras 74 e 75, verificou-se que após a introdução da amostra entre o laser e o detector, existe uma grande atenuação na amplitude do sinal dc obtido. Para compensar essa atenuação de modo a que o sinal recuperasse o seu valor inicial, foi necessário utilizar a funcionalidade designada de “laser gain”, multiplicando os valores do sinal por uma constante de 100. Isto significa que após atravessar a amostra introduzida no forno, o sinal obtido, sofre um decaimento para valores cerca de cem vezes inferiores aos valores obtidos na ausência de amostra. Tal facto revela, que a potência emitida pelo sinal de laser é manifestamente fraca, uma vez que a amostra utilizada era uma amostra branca, ou seja com total ausência de carbono negro. Este facto impossibilita a utilização do sistema para análises a amostras cuja cor seja mais escura (devido à presença de carbono negro), pois isto leva a atenuações muito maiores no sinal de laser, o que leva a uma deterioração da relação sinal/ruído e torna impossível a sua detecção pelo fotodíodo.

Outro problema observado, prende-se com a variação do sinal do fotodíodo, com o aumento da temperatura, tal como ilustra a figura 76. Este problema, relaciona-se com aumento de ruído óptico na banda passante do filtro passa-banda, causado pela incandescência dos filamentos resistivos do forno.

Pensou-se inicialmente, que ambos os problemas com o sinal do detector anteriormente descritos, pudessem ser em grande parte devido ao facto de o sinal do laser ter de atravessar as duas extremidades, côncava e convexa do tubo de quartzo que constitui a extremidade do forno (figura 65), o que se pensava causar dispersão do sinal de laser, diminuindo ainda mais a potência do feixe incidente no fotodíodo.

No entanto, um teste realizado, colocando o laser e o detector, alinhados paralelamente ao tubo do forno, tal como ilustra o esquema da figura 26, de modo a fazer incidir o feixe de laser numa superfície plana do vidro do forno, provou não existir diminuição no ruído do sinal obtido. Pensa-se assim que ambos os problemas se devem á fraca potência do sinal de laser, que é de cerca de 5mW e que podem por isso ser resolvidos, bastando para tal, efectuar a substituição do actual laser (cuja potência ronda os 5mW), por um cuja potência seja da mesma ordem de grandeza da dos outros equipamentos utilizados para o mesmo tipo de análises, no mesmo laboratório (cerca de 15mW). Sugere-se a título de exemplo, o laser modulado, de potência variável presente no catálogo da “*Edmund Optics*” com a referência B54-528 e cuja potência máxima atinge os 10mW.

## Bibliografia

- [1] *António F. Pereira de Melo. “Apontamentos de Sistemas de Controlo”. 2009.*
- [2] *Benjamin C. Kuo, Farid Golnara . “Automatic Control Systems”. Eighth edition , Prentice Hall, 2002.*
- [3] *Roland S. Burns. “Advanced Control Engineering”. First edition, Butterworth-Heinemann, 2001.*
- [4] *Karl J. Astrom, Tore Hägglund. “PID Controllers: Theory Design and Tuning”. Second edition, International Society for Measurement and Control, 1995.*
- [5] *Norman S.Nise. “Control Systems Engineering”. Fifth edition, John Wiley, 2003.*
- [6] *National Instruments. “PID Control Toolset User Manual”. Edition Part Number 322192A-01, National Instruments Corporation, 2001.*
- [7] *Michael A. Johnson, Mohammad H.Moradi. “PID Control: New Identification and Design Methods”. Springer, 2005.*
- [8] *Finn Haugen, Eivind Fjelddalen, Ricardo Dunia,Thomas F. Edgar. “Demonstrating PID Control Principles using an Air Heater and LabVIEW”. Telemark University College Publication, 2007.*
- [9] *National Instruments. “PID Theory Explained”. Document Version 3, National Instruments Corporation, 2006.*
- [10] *Zhang Lin, Song Yin. “Design of PID Temperature Controlling System Based on Virtual Instrument Technique”. Eighth International Conference of Electronic Measurement and Instruments, 2007.*
- [11] *António Visioli. “Practical PID Control”. Springer, 2006.*

- [12] *Cheng-Ching Yu. "Autotuning of PID Controllers: A Relay Feedback Approach". Second edition, Springer, 2006.*
- [13] *Jeffery Radigan. "Introduction to National Instruments LabVIEW 7 and Data Acquisition (NI-DAQmx)". National Instruments Corporation, 2006.*
- [14] *Filipe Raimundo. "Metodologia Analítica para Medir e Especificar o Carbono". Departamento de Electrónica e Telecomunicações - Universidade de Aveiro, 2007.*
- [15] *National Instruments. "LabVIEW Introduction 6-Hour Courseware". National Instruments Corporation, 2007.*
- [16] *Philips Semiconductors. "Power Control with Thyristors and Triacs". Philips Semiconductors, 2008.*
- [17] *Denis Fewson. "Introduction to Power Electronics". Butterworth-Heinemann, 1998.*
- [18] *ON Semiconductors. "Thyristor Theory and Design Considerations". SCILLC, 2006.*
- [19] *Luís Castro. "Volatilização do Aerossol Carbonoso". Departamento de Ambiente e Ordenamento – Universidade de Aveiro, 2005.*
- [20] *Joana Afonso. "Avaliação da Determinação de Carbono Orgânico e Carbono Negro por um Método Termo Óptico". Departamento de Ambiente e Ordenamento – Universidade de Aveiro, 2005.*
- [21] *Robert P. Benedict. "Fundamentals of Temperature, Pressure and Flow Measurements". Third Edition, Wiley-Interscience, 1984.*
- [22] *Ivo Lourenço. "Metodologia Analítica para Medir e Especificar o Carbono: Controlo de Temperatura". Departamento de Electrónica e Telecomunicações - Universidade de Aveiro, 2008.*

- [23] *Hamamatsu Photonics. “Characteristics and use of Si APD (Avalanche Photodiode)”*,  
[http://jp.hamamatsu.com/resources/products/ssd/pdf/s5343\\_etc\\_kapd1001e05.pdf](http://jp.hamamatsu.com/resources/products/ssd/pdf/s5343_etc_kapd1001e05.pdf),  
11-Agosto-2009.
- [24] *StockerYale Incorporated. “Lasiris SNF Laser”*,  
<http://www.stockeryale.com/i/lasers/products/snf.pdf>, 11-Setembro-2009.
- [25] *Mathworks. “Open Fitting Curve Tool”*,  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/curvefit/index.html?access/helpdesk/help/toolbox/curvefit/cftool.html&>, 15-Agosto-2009 .
- [26] *Shimaden Corporated. “Single Phase Power Regulator-Series PAC15”*,  
[http://www.shimaden.co.jp/english/support/catalog/pdf/pac15\\_c.pdf](http://www.shimaden.co.jp/english/support/catalog/pdf/pac15_c.pdf), 10-Junho-2009.



## Anexos

### Anexo 1 – Informação do fabricante relativa ao valor da resistência eléctrica do fio que constitui as resistências dos fornos.

17-Jul-2009 16:02 De: DEPARTAMENTO FISICA 234378197 Para: +351234378309 22669 P. 1/1

FIO CROMO-NIQUEL 230 VOLTS

WATTS	$\phi$ em m/m	SECÇÃO	Comp. em metros	Resist. em Ohms	AMP.
100	0,10	0,0078	3,38	490	0,45
150	0,14	0,0153	4,28	323	0,68
200	0,16	0,0201	4,32	243	0,91
250	0,18	0,0254	4,35	194,4	1,13
300	0,22	0,0380	5,42	161,7	1,36
350	0,25	0,049	6	138	1,59
400	0,27	0,057	6	118,8	1,85
450	0,30	0,0707	6,70	107	2,05
500	0,30	0,0707	6,10	97,50	2,25
550	0,32	0,08	6,20	88	2,5
600	0,35	0,096	6,80	80	2,75
650	0,37	0,108	7,10	74,5	2,95
700	0,40	0,125	7,75	70	3,15
750	0,40	0,125	7,15	64,75	3,40
800	0,45	0,160	8,70	60,2	3,65
850	0,45	0,160	8,05	57	3,85
900	0,50	0,196	9,20	53,5	4,10
950	0,57	0,196	8,90	51,3	4,30
1000	0,60	0,255	11	48,5	4,55
1050	0,57	0,255	10,40	46,40	4,75
1100	0,60	0,284	11,50	44	5
1200	0,60	0,284	10,50	40,30	5,45
1300	0,64	0,284	10,70	37,3	5,9
1400	0,60	0,385	11,90	34,50	6,35
1500	0,70	0,385	11,10	32,35	6,80
1600	0,70	0,385	10,25	30	7,30
1700	0,80	0,502	12,65	29,00	7,75
1800	0,80	0,502	11,80	28,50	8,20
1900	0,80	0,502	11,40	25,50	8,65
2000	0,90	0,636	11,70	24	

**Anexo 2 – CD com o código desenvolvido em *Matlab* e com a aplicação de controlo desenvolvida em *Labview*.**

### **Anexo 3 – Ilustração da montagem prática realizada**

